

(19)



JAPANESE PATENT OFFICE

09/694675
JC930 U.S. PTO
10/24/00

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **08242261 A**

(43) Date of publication of application: **17.09.96**

(51) Int. Cl **H04L 27/22**
H03C 3/00
H03D 1/22
H03D 3/02
H04B 1/02
H04B 1/06
H04L 27/38

(21) Application number: **07044312**
(22) Date of filing: **03.03.95**

(71) Applicant: **MITSUBISHI ELECTRIC CORP**
(72) Inventor: **ITO KENJI**
SHIMOZAWA MITSUHIRO
KAWAKAMI KENJI
SUEMATSU KENJI
IIDA AKIO

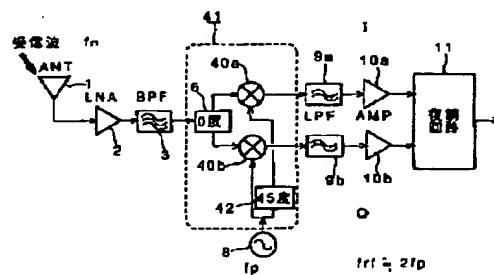
(54) DETECTOR, RECEIVER AND TRANSMITTER

(57) Abstract:

PURPOSE: To make a quadrature mixer to be used as the transmitter and receiver of a radio communication system into high accuracy and to improve communication quality.

CONSTITUTION: In the transmitter-receiver provided with a detector 41 as a quadrature mixer, even-numbered higher harmonic mixers 40a and 40b mixing each of a distributed signal wave and the double wave of the local oscillation wave distributed with 45° phase difference are used as mixers generating I signals and Q signals. As a result the even-numbered higher harmonic mixers are capable of reducing the even-numbered dimensional distortion and communication quality is improved.

COPYRIGHT: (C)1996,JPO



(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平8-242261

(43)公開日 平成8年(1996)9月17日

(51)Int.Cl. ⁶	識別記号	序内整理番号	F I	技術表示箇所
H 04 L 27/22			H 04 L 27/22	Z
H 03 C 3/00			H 03 C 3/00	Z
H 03 D 1/22			H 03 D 1/22	Z
3/02			3/02	Z
H 04 B 1/02			H 04 B 1/02	

審査請求 未請求 請求項の数25 OL (全31頁) 最終頁に続く

(21)出願番号	特願平7-44312	(71)出願人	000006013 三菱電機株式会社 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号
(22)出願日	平成7年(1995)3月3日	(72)発明者	伊東 健治 鎌倉市大船五丁目1番1号 三菱電機株式会社電子システム研究所内
		(72)発明者	下沢 充弘 鎌倉市大船五丁目1番1号 三菱電機株式会社電子システム研究所内
		(72)発明者	川上 憲司 鎌倉市大船五丁目1番1号 三菱電機株式会社電子システム研究所内
		(74)代理人	弁理士 高田 守 (外4名)
			最終頁に続く

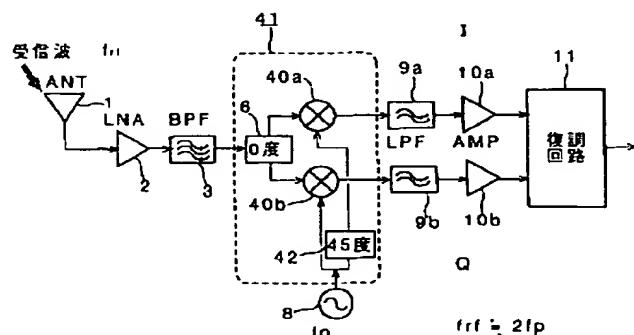
(54)【発明の名称】 検波器及び受信装置並びに送信装置

(57)【要約】

【目的】 この発明は、無線通信システムの送受信装置に用いられる直交ミクサの高精度化、小形化およびこの送受信装置の通信の品質の向上を目的とする。

【構成】 直交ミクサとしての検波器41を備える送受信装置において、I信号及びQ信号を生成するミクサとして、分配された信号波と45度の位相差をもって分配された局部発振波の2倍波とをそれぞれ混合する偶高調波ミクサ40a、40aを用いたものである。

【効果】 偶高調波ミクサは偶数次の歪みを低減することができ、通信品質が向上する。



- 1 : 空中線 (ANT)
2 : 低雜音増幅器 (LNA)
3 : 帯域通過フィルタ (BPF)
6 : 0度分配器
8 : 局部発振器 (LO)
9 : 低域通過フィルタ (LPF)
10 : ハーフバンド増幅器 (AMP)
11 : 復調回路

- 40 : 偶高調波ミクサ
41 : 偶高調波直交ミクサ
42 : 45度移相器

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 外部から供給される信号波を分配する第1の分配器と、外部から供給される局部発振波を分配する第2の分配器と、上記第1の分配器の出力及び上記第2の分配器の出力に基づき上記局部発振波の2倍波と上記信号波との混合波を生成する第1の偶高調波ミクサと、上記第1の分配器の出力及び上記第2の分配器の出力に基づき上記局部発振波の2倍波と上記信号波との混合波を生成する第2の偶高調波ミクサとを備えた検波器。

【請求項 2】 上記第1の分配器を、上記第1の偶高調波ミクサ及び上記第2の偶高調波ミクサに対し上記信号波を概略同位相かつ概略同振幅で給電するように構成するとともに、上記第2の分配器を、上記第1の偶高調波ミクサ及び上記第2の偶高調波ミクサに対し上記局部発振波を概略45度の位相差かつ概略同振幅で給電するように構成したことを特徴とする請求項1記載の検波器。

【請求項 3】 上記第1の分配器を、上記第1の偶高調波ミクサ及び上記第2の偶高調波ミクサに対し上記信号波を概略90度の位相差かつ概略同振幅で給電するように構成するとともに、上記第2の分配器を、上記第1の偶高調波ミクサ及び上記第2の偶高調波ミクサに対し上記局部発振波を概略同位相かつ概略同振幅で給電するように構成したことを特徴とする請求項1記載の検波器。

【請求項 4】 上記第1の分配器を、その中心周波数が上記信号波の周波数と上記局部発振波の周波数との間にあるようにしたことを特徴とする請求項1記載の検波器。

【請求項 5】 上記第2の分配器を、その中心周波数が上記信号波の周波数と上記局部発振波の周波数との間にあるようにしたことを特徴とする請求項1記載の検波器。

【請求項 6】 上記第1の分配器の出力を増幅して上記第1の偶高調波ミクサに対し供給する第1のバッファ増幅器と、上記第1の分配器の出力を増幅して上記第2の偶高調波ミクサに対し供給する第2のバッファ増幅器とを備えたことを特徴とする請求項1記載の検波器。

【請求項 7】 上記第2の分配器の出力を増幅して上記第1の偶高調波ミクサに対し供給する第3のバッファ増幅器と、上記第2の分配器の出力を増幅して上記第2の偶高調波ミクサに対し供給する第4のバッファ増幅器とを備えたことを特徴とする請求項1記載の検波器。

【請求項 8】 上記第1の分配器と上記第1の偶高調波ミクサとの間に上記信号波を通過させる第1のフィルタを備えるとともに、上記第2の分配器と上記第2の偶高調波ミクサとの間に上記信号波を通過させる第2のフィルタを備えたことを特徴とする請求項1記載の検波器。

【請求項 9】 上記第2の分配器と上記第1の偶高調波ミクサとの間に上記局部発振波を通過させる第3のフィルタを備えるとともに、上記第2の分配器と上記第2の

偶高調波ミクサとの間に上記局部発振波を通過させる第4のフィルタを備えたことを特徴とする請求項1記載の検波器。

【請求項 10】 上記信号波の周波数を f_{in} 、上記局部発振波の周波数を f_p としたとき、これらの和周波数 ($f_{in} + 2f_p$) を阻止する特性を有するフィルタを備えたことを特徴とする請求項8または請求項9に記載の検波器。

【請求項 11】 上記局部発振波に含まれる2倍波を抑制して上記第2の分配器に供給する2倍波抑制フィルタを備えたことを特徴とする請求項1記載の検波器。

【請求項 12】 上記局部発振波の振幅変動を抑制して上記第2の分配器に供給するリミタを備えたことを特徴とする請求項1記載の検波器。

【請求項 13】 上記局部発振波を分周して上記第2の分配器に供給する分周器を備えたことを特徴とする請求項1記載の検波器。

【請求項 14】 上記第1の偶高調波ミクサの出力端に、50オームを越える値の第1の負荷抵抗を備えるとともに、上記第2の偶高調波ミクサの出力端に、50オームを越える値の第2の負荷抵抗を備えたことを特徴とする請求項1記載の検波器。

【請求項 15】 上記第1の偶高調波ミクサの出力端に、ベースバンドに変換された隣接チャネルの波の周波数で遮断域となる第1の低域通過フィルタを備えるとともに、上記第2の偶高調波ミクサの出力端に、ベースバンドに変換された隣接チャネルの波の周波数で遮断域となる第2の低域通過フィルタを備えたことを特徴とする請求項1記載の検波器。

【請求項 16】 上記第1の偶高調波ミクサまたは上記第2の偶高調波ミクサいずれかに、2つのダイオードを互いに逆極性で並列接続してなり、上記2つのダイオードの第1の並列接続端を上記信号波の入力端及び上記混合波の出力端とし、第2の並列接続端を上記局部発振波の入力端としたダイオードペアと、集中定数により構成され、上記局部発振波の周波数で短絡状態になるとともに、上記信号波の周波数で開放状態になり、上記第1の並列接続端に接続された第1の分波回路と、

集中定数により構成され、上記局部発振波の周波数で開放状態になるとともに、上記信号波の周波数で短絡状態になり、上記第2の並列接続端に接続された第2の分波回路とを備えたことを特徴とする請求項1記載の検波器。

【請求項 17】 上記第1の分波回路を、互いに直列に接続されたキャパシタ及びインダクタからなる直列共振回路と、上記直列共振回路に並列接続されたキャパシタとから構成したことを特徴とする請求項16記載の検波器。

【請求項 18】 上記第1の分波回路を、互いに並列に

接続されたキャパシタ及びインダクタからなる並列共振回路と、上記並列共振回路に直列接続されたキャパシタとから構成したことを特徴とする請求項16記載の検波器。

【請求項19】 上記第2の分波回路を、互いに直列に接続されたキャパシタ及びインダクタからなる直列共振回路と、上記直列共振回路に並列接続されたインダクタとから構成したことを特徴とする請求項16記載の検波器。

【請求項20】 上記第2の分波回路を、互いに並列に接続されたキャパシタ及びインダクタからなる並列共振回路と、上記並列共振回路に直列接続されたインダクタとから構成したことを特徴とする請求項16記載の検波器。

【請求項21】 上記第1の偶高調波ミクサまたは上記第2の偶高調波ミクサいずれかに、
上記局部発振波を増幅し、互いに逆位相となる第1の出力及び第2の出力として出力する差動増幅器と、
2つのダイオードを互いに逆極性で並列接続してそれぞれなる複数のダイオードペアをリング状に接続して構成されたダイオードリングを有し、上記差動増幅器の2つの出力に基づき、上記局部発振波の2倍波と上記ダイオードリングに入力された信号波との混合波を出力する混合部とを備えたことを特徴とする請求項1記載の検波器。

【請求項22】 上記差動増幅器の出力に含まれる高調波を除去して、上記混合部に供給するフィルタを備えたことを特徴とする請求項21記載の検波器。

【請求項23】 上記第1の偶高調波ミクサまたは上記第2の偶高調波ミクサいずれかに、
信号波を増幅し、互いに逆位相となる第1の出力及び第2の出力として出力する第1の差動増幅器と、
局部発振波を受けてこの局部発振波の2倍波を発生するとともに、この2倍波と上記第1の差動増幅器の第1の出力とを乗算して差動信号として出力する第2の差動増幅器と、

上記第2の差動増幅器の出力端と並列に接続された出力端をもち、上記局部発振波を受けて上記第1の差動増幅器で発生する局部発振波の2倍波と逆位相となる2倍波を発生するとともに、この2倍波と上記第1の差動増幅器の第2の出力とを乗算して差動信号として出力する第3の差動増幅器とを備えたことを特徴とする請求項1記載の検波器。

【請求項24】 アンテナと、上記アンテナが受信した信号を増幅する増幅器と、局部発振波を発生する局部発振器と、上記局部発振波に基づき上記増幅器の出力を検波してベースバンドのI信号及びQ信号を出力する検波器と、上記I信号及び上記Q信号に基づきデータを再生する復調回路とを備えた受信装置において、
上記検波器を、請求項1ないし請求項23いずれかに記

載の検波器としたことを特徴とする受信装置。

【請求項25】 データを変調してベースバンドのI信号及びQ信号を出力する変調器と、局部発振波を発生する局部発振器と、上記局部発振波に基づき上記I信号及びQ信号をベクトル変調するベクトル変調器と、上記ベクトル変調器の出力を增幅する增幅器と、上記增幅器の出力を送信するアンテナとを備えた送信装置において、上記ベクトル変調器を、請求項1ないし請求項23いずれかに記載の検波器としたことを特徴とする送信装置。

10 【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 この発明は、無線通信システムの送受信装置に用いられる検波器、及びこの検波器を用いて構成された受信装置並びに送信装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 図52は、1986年に出版されたPhilips Journal of Research のvol. 41, No. 3の219ページから231ページや、あるいは1993年に出版された電子情報通信学会論文誌C-1, vol. J76-C-1, No. 11の462ページから469ページなどに示された従来のホモダイイン構成の受信装置の機能ブロック図である。

【0003】 同図において、1は信号を受信する空中線(ANT)、2は空中線1が受信した出力を増幅する低雑音増幅器(LNA)、3は低雑音増幅器2が出力する受信信号を通過させる帯域通過フィルタ(BPF)、7は受信信号を検波して互いに直交するベースバンド帯のI信号及びQ信号を出力する直交ミクサである。

【0004】 直交ミクサ7の内部構成ブロック図を図53に示す。直交ミクサ7は、帯域通過フィルタ3が出力する信号(周波数 f_{rf})を等位相、等振幅で2つに分配する0度分配器6、外部から入力される局部発振波(周波数 f_p)を互いに90度位相差を持たせて等振幅で2つの分配する90度分配器5、及び、0度分配器6の出力と90度分配器5の出力をそれぞれアナログ乗算してベースバンド帯のI信号、Q信号として出力する2つのミクサ(MIX)4a、4bからなる。

【0005】 9a及び9bは、ミクサ4a、4bの出力をそれぞれ入力とする低域通過フィルタ(LPF)、10a及び10bは、低域通過フィルタ9a、9bの出力を増幅するベースバンド増幅器(AMP)、11はベースバンドのI信号及びQ信号に基づきデータを復調する復調回路である。

【0006】 次に動作について説明する。図52に示される従来の構成による受信装置においては、空中線1で受信した受信波信号RF(周波数 f_{rf})を、低雑音増幅器2が増幅し、帯域通過フィルタ3がろ波し、直交ミクサ7に供給する。図53に示すように、直交ミクサ7において、ミクサ4aが90度の位相差をもたせた局部発振波LO(90deg)と受信波信号RF(0deg)

とをアナログ乗算し、周波数混合するとともに、ミクサ4 bが位相差をもたない局部発振波LO(0deg)と受信波信号RF(0deg)とをアナログ乗算し、周波数混合する。

【0007】ここで、図54のスペクトルからわかるように、局部発振周波数 f_p と受信波信号周波数 f_{rf} とをほぼ同じ($f_p \approx f_{rf}$)とすれば、直交ミクサ7のミクサ4 a, 4 bが出力するI出力およびQ出力を、低域通過フィルタ9 a, 9 bでろ波し、ベースバンド周波数近傍を取り出してやれば、受信波信号RFの変調成分を得ることができる。図55に、 $f_{rf} = f_p$ の場合に、4相位相変調(QPSK)の受信波信号RFを直交ミクサ7で検波した出力例を示す。この図上で、時間的なシンボル点の推移が出力される。このI出力およびQ出力をベースバンド増幅器10 a, 10 bがそれぞれ増幅し、レベルを高めた上で復調器11に供給する。復調器11は、これらの信号に基づきデータを再生する。

【0008】なお、直交ミクサ7の構成を、図53に代えて、受信波信号を互いに90度の位相差を持たせて分配し、局部発振波を位相差なしで分配する図56に示される構成としてもよい。図56の直交ミクサ7であっても、全く同様に動作する。また、90度移相器5には、ブランチラインカプラやランゲカプラなどのような90度ハイブリッド分配器が用いられることがある。

【0009】ところで、図52に示されるホモダイン構成の受信機は、ヘテロダイン構成の受信機と比較して、次のような利点がある。

(1) 中間周波回路を不要とするため、小形で低コストである。

(2) ミクサの影像周波数が存在しないため帯域通過フィルタ3が小形になる。

これらの理由により、ホモダイン構成の受信機のAMラジオ、FMラジオ、あるいはポケットベル(主にFSK変調)などに用いられている。

【0010】このようなホモダイン構成の受信機に用いられる直交ミクサ7のミクサ4 a, 4 bとしては、図57に示される一般的なダイオード平衡ミクサや、培風館より出版された、P.R.グレイとR.G.メイヤーの共著“アナログ集積回路設計技術”(P.R.Gray, R.G.Mayer: “Analysis and Design of analog integrated circuits”)の10.3章に記載された、図58に示されるトランジスタを用いたギルバートセルなどの平衡ミクサがある。

【0011】図57において、13 a～13 dはミクサダイオード、14 a, 14 bはバラン、15は局部発振波(LO)入力端子、16は受信信号波(RF)入力端子、17はベースバンド出力端子である。バラン14 b, 14 aによりRFおよびLOはミクサダイオード13 a～13 dに給電される。ミクサダイオード13 a～13 dにおいてなされるRFとLOとのアナログ乗算により生じる混合波は、ベースバンド出力端子17に出力

される。なお、RFやLOは相殺されてベースバンド出力端子17には出力されない。

【0012】図58において、18 a, 18 bは抵抗、19 a～19 fはトランジスタ、20は電流源である。RFおよびLOは差動入力である。互いに逆位相の信号RFが、トランジスタ19 a, 19 b及びトランジスタ19 c, 19 dに給電される。また、互いに逆位相の信号LOがトランジスタ19 e, 19 fに給電される。トランジスタ19 a～19 fによりなされるRFとLOとのアナログ乗算により生じる混合波は、トランジスタ19 b, 19 dのコレクタ、トランジスタ19 a, 19 cのコレクタにそれぞれ接続された、差動出力であるベースバンド出力端子17に出力される。なお、RFやLOは相殺されてベースバンド出力端子17には出力されない。

【0013】

【発明が解決しようとする課題】以上のような従来のホモダイン構成の受信機では、構成が簡易な反面、いろいろな問題点があり、その応用はごく限られている。以下、主要な問題点について述べる。

【0014】まず、図59に示すように、空中線1が受信する受信波RFの電力は、例えば、携帯電話において-90dBm程度の小電力であるため、受信機はかなり高感度、高利得な設計がなされる。そのため、例えば、5dBm程度の局部発振波LOがプリント基板から放射されると、空中線1にLOが入力される。放射時の減衰量がたとえ90dBあったとしても、LOは-85dBm程度とRFのレベルと同程度である。そのため、RFと一緒に直交ミクサ7に入力されて互いに干渉する。このときの周波数関係を図60に示す。干渉波 f_p' も、受信波 f_{rf} と同様に直交ミクサ7で検波されて直流出力(図60の $f_p - f_p'$)される。この出力($f_p - f_p'$)は、LOの雑音成分を含むため所望波($f_{rf} - f_p$)に干渉し、受信感度を抑圧するという問題がある。このことは、図61に示すように、IQ成分に対し直流オフセットとなり、ベクトル誤差が増加する。このことにより、デジタル通信に用いられた場合、符号誤り率が劣化するという問題がある。

【0015】また、このような直流オフセットの問題は、たとえ干渉がない場合においても生じる場合がある。1978年発行のWJ社Tech-note vol.5、No1、“Mixers asphase detector”に記載されているように、図57に示すダイオード平衡ミクサにおいて、ミクサダイオード13 a～13 dの特性が不揃いであると、各ミクサダイオード13 a～13 dにおいてLOの整流電流が相殺されず、直流オフセットとなる。図58に示すトランジスタを用いたギルバートセルでも同様の問題がある。

【0016】また、無線通信の分野では、感度の他に、所望波よりも強大な2波を入力したときの歪みによる感

度劣化の抑制、すなわち低歪み化が要求される。一般的な歪み特性は、図6.2に示すような隣接チャネルの波による3次歪みが主体であり、これはヘテロダインでも存在する問題である。同図において、 f_1 は所望の受信波、 f_2 及び f_3 は隣接チャネルの波をそれぞれ示す。また、点線は、 f_2 、 f_3 による3次歪を示す。

【0017】従来のホモダイン構成の受信機について、さらに、2次など偶数次の歪みが報告されている。図6.3は、電子情報通信学会の1993年秋季全国大会B-329や1994年秋季全国大会C-73で報告されている偶数次（ここでは2次）の歪みの周波数関係である。同図において、点線は2次歪を示す。この2次歪みにより、隣接チャネル f_2 および f_3 の波の差周波数 $\Delta f = f_3 - f_2$ が生じ、ベースバンド近傍に変換される。これはホモダイン構成の受信機固有の問題で、ヘテロダイン構成の受信機にはない。このように従来のホモダイン構成の受信機において、3次ののみならず、2次など偶数次の歪みにより感度が抑圧されるという問題がある。

【0018】この発明は、上述のような課題を解決するためになされたもので、受信感度を向上できるとともに符号誤り率を低下させ、直流オフセットを低減でき、さらに、2次をはじめとする偶数次歪みの低歪化を可能とする検波器を得ることを目的とする。

【0019】

【課題を解決するための手段】請求項1に係る検波器は、外部から供給される信号波を分配する第1の分配器と、外部から供給される局部発振波を分配する第2の分配器と、上記第1の分配器の出力及び上記第2の分配器の出力に基づき上記局部発振波の2倍波と上記信号波との混合波を生成する第1の偶高調波ミクサと、上記第1の分配器の出力及び上記第2の分配器の出力に基づき上記局部発振波の2倍波と上記信号波との混合波を生成する第2の偶高調波ミクサとを備えたものである。

【0020】請求項2に係る検波器は、上記第1の分配器を、上記第1の偶高調波ミクサ及び上記第2の偶高調波ミクサに対し上記信号波を概略同位相かつ概略同振幅で給電するように構成するとともに、上記第2の分配器を、上記第1の偶高調波ミクサ及び上記第2の偶高調波ミクサに対し上記局部発振波を概略45度の位相差かつ概略同振幅で給電するように構成したものである。

【0021】請求項3に係る検波器は、上記第1の分配器を、上記第1の偶高調波ミクサ及び上記第2の偶高調波ミクサに対し上記信号波を概略90度の位相差かつ概略同振幅で給電するように構成するとともに、上記第2の分配器を、上記第1の偶高調波ミクサ及び上記第2の偶高調波ミクサに対し上記局部発振波を概略同位相かつ概略同振幅で給電するように構成したものである。

【0022】請求項4に係る検波器は、上記第1の分配器を、その中心周波数が上記信号波の周波数と上記局部発振波の周波数との間にあるようにしたるものである。

【0023】請求項5に係る検波器は、上記第2の分配器を、その中心周波数が上記信号波の周波数と上記局部発振波の周波数との間にあるようにしたるものである。

【0024】請求項6に係る検波器は、上記第1の分配器の出力を増幅して上記第1の偶高調波ミクサに対し供給する第1のバッファ增幅器と、上記第1の分配器の出力を増幅して上記第2の偶高調波ミクサに対し供給する第2のバッファ增幅器とを備えたものである。

【0025】請求項7に係る検波器は、上記第2の分配器の出力を増幅して上記第1の偶高調波ミクサに対し供給する第3のバッファ增幅器と、上記第2の分配器の出力を増幅して上記第2の偶高調波ミクサに対し供給する第4のバッファ增幅器とを備えたものである。

【0026】請求項8に係る検波器は、上記第1の分配器と上記第1の偶高調波ミクサとの間に上記信号波を通過させる第1のフィルタを備えるとともに、上記第2の分配器と上記第2の偶高調波ミクサとの間に上記信号波を通過させる第2のフィルタを備えたものである。

【0027】請求項9に係る検波器は、上記第2の分配器と上記第1の偶高調波ミクサとの間に上記局部発振波を通過させる第3のフィルタを備えるとともに、上記第2の分配器と上記第2の偶高調波ミクサとの間に上記局部発振波を通過させる第4のフィルタを備えたものである。

【0028】請求項10に係る検波器は、上記第1ないし第4フィルタいずれかの特性を、上記信号波の周波数を f_{in} 、上記局部発振波の周波数を f_p としたとき、これらの和周波数 $(f_{in} + 2f_p)$ を阻止する特性としたものである。

【0029】請求項11に係る検波器は、上記局部発振波に含まれる2倍波を抑制して上記第2の分配器に供給する2倍波抑制フィルタを備えたものである。

【0030】請求項12に係る検波器は、上記局部発振波の振幅変動を抑制して上記第2の分配器に供給するリミタを備えたものである。

【0031】請求項13に係る検波器は、上記局部発振波を分周して上記第2の分配器に供給する分周器を備えたものである。

【0032】請求項14に係る検波器は、上記第1の偶高調波ミクサの出力端に、50オームを越える値の第1の負荷抵抗を備えるとともに、上記第2の偶高調波ミクサの出力端に、50オームを越える値の第2の負荷抵抗を備えたものである。

【0033】請求項15に係る検波器は、上記第1の偶高調波ミクサの出力端に、ベースバンドに変換された隣接チャネルの波の周波数で遮断域となる第1の低域通過フィルタを備えるとともに、上記第2の偶高調波ミクサの出力端に、ベースバンドに変換された隣接チャネルの波の周波数で遮断域となる第2の低域通過フィルタを備えたものである。

【0034】請求項16に係る検波器は、上記第1の偶高調波ミクサまたは上記第2の偶高調波ミクサいずれかに、2つのダイオードを互いに逆極性で並列接続してなり、上記2つのダイオードの第1の並列接続端を上記信号波の入力端及び上記混合波の出力端とし、第2の並列接続端を上記局部発振波の入力端としたダイオードペアと、集中定数により構成され、上記局部発振波の周波数で短絡状態になるとともに、上記信号波の周波数で開放状態になり、上記第1の並列接続端に接続された第1の分波回路と、集中定数により構成され、上記局部発振波の周波数で開放状態になるとともに、上記信号波の周波数で短絡状態になり、上記第2の並列接続端に接続された第2の分波回路とを備えたものである。

【0035】請求項17に係る検波器は、上記第1の分波回路を、互いに直列に接続されたキャパシタ及びインダクタからなる直列共振回路と、上記直列共振回路に並列接続されたキャパシタとから構成したものである。

【0036】請求項18に係る検波器は、上記第1の分波回路を、互いに並列に接続されたキャパシタ及びインダクタからなる並列共振回路と、上記並列共振回路に直列接続されたキャパシタとから構成したものである。

【0037】請求項19に係る検波器は、上記第2の分波回路を、互いに直列に接続されたキャパシタ及びインダクタからなる直列共振回路と、上記直列共振回路に並列接続されたインダクタとから構成したものである。

【0038】請求項20に係る検波器は、上記第2の分波回路を、互いに並列に接続されたキャパシタ及びインダクタからなる並列共振回路と、上記並列共振回路に直列接続されたインダクタとから構成したものである。

【0039】請求項21に係る検波器は、上記第1の偶高調波ミクサまたは上記第2の偶高調波ミクサいずれかに、上記局部発振波を増幅し、互いに逆位相となる第1の出力及び第2の出力として出力する差動増幅器と、2つのダイオードを互いに逆極性で並列接続してそれぞれなる複数のダイオードペアをリング状に接続して構成されたダイオードリングを有し、上記差動増幅器の2つの出力に基づき、上記局部発振波の2倍波と上記ダイオードリングに入力された信号波との混合波を出力する混合部とを備えたものである。

【0040】請求項22に係る検波器は、上記差動増幅器の出力に含まれる高調波を除去して、上記混合部に供給するフィルタを備えたものである。

【0041】請求項23に係る検波器は、上記第1の偶高調波ミクサまたは上記第2の偶高調波ミクサいずれかに、信号波を増幅し、互いに逆位相となる第1の出力及び第2の出力として出力する第1の差動増幅器と、局部発振波を受けてこの局部発振波の2倍波を発生するとともに、この2倍波と上記第1の差動増幅器の第1の出力を乗算して差動信号として出力する第2の差動増幅器と、上記第2の差動増幅器の出力端と並列に接続された

出力端をもち、上記局部発振波を受けて上記第1の差動増幅器で発生する局部発振波の2倍波と逆位相となる2倍波を発生するとともに、この2倍波と上記第1の差動増幅器の第2の出力を乗算して差動信号として出力する第3の差動増幅器とを備えたことを特徴とする請求項1記載の検波器。

【0042】請求項24に係る受信装置は、検波器を、請求項1ないし請求項23いずれかに記載の検波器としたものである。

【0043】請求項25に係る送信装置は、ベクトル変調器を、請求項1ないし請求項23いずれかに記載の検波器で構成したものである。

【0044】

【作用】請求項1の発明においては、第1の分配器が外部から供給される信号波を分配し、第2の分配器が外部から供給される局部発振波を分配し、第1の偶高調波ミクサが上記第1の分配器の出力及び上記第2の分配器の出力に基づき上記局部発振波の2倍波と上記信号波との混合波を生成し、第2の偶高調波ミクサが上記第1の分配器の出力及び上記第2の分配器の出力に基づき上記局部発振波の2倍波と上記信号波との混合波を生成する。

【0045】請求項2の発明においては、上記第1の分配器が、上記第1の偶高調波ミクサ及び上記第2の偶高調波ミクサに対し上記信号波を概略同位相かつ概略同振幅で給電し、上記第2の分配器が、上記第1の偶高調波ミクサ及び上記第2の偶高調波ミクサに対し上記局部発振波を概略45度の位相差かつ概略同振幅で給電する。

【0046】請求項3の発明においては、上記第1の分配器が、上記第1の偶高調波ミクサ及び上記第2の偶高調波ミクサに対し上記信号波を概略90度の位相差かつ概略同振幅で給電し、上記第2の分配器が、上記第1の偶高調波ミクサ及び上記第2の偶高調波ミクサに対し上記局部発振波を概略同位相かつ概略同振幅で給電する。

【0047】請求項4の発明においては、上記第1の分配器が、上記信号波及び上記局部発振波いずれに対してもアイソレーションをとる。

【0048】請求項5の発明においては、上記第2の分配器が、上記信号波及び上記局部発振波いずれに対してもアイソレーションをとる。

【0049】請求項6の発明においては、第1のバッファ増幅器が上記第1の分配器の出力を増幅して上記第1の偶高調波ミクサに対し供給し、第2のバッファ増幅器が上記第1の分配器の出力を増幅して上記第2の偶高調波ミクサに対し供給する。

【0050】請求項7の発明においては、第3のバッファ増幅器が上記第2の分配器の出力を増幅して上記第1の偶高調波ミクサに対し供給し、第4のバッファ増幅器が上記第2の分配器の出力を増幅して上記第2の偶高調波ミクサに対し供給する。

【0051】請求項8の発明においては、上記第1の分

配器と上記第1の偶高調波ミクサとの間に設けられた第1のフィルタが上記信号波を通過させるとともに、上記第2の分配器と上記第2の偶高調波ミクサとの間に設けられた第2のフィルタが上記信号波を通過させる。

【0052】請求項9の発明においては、上記第2の分配器と上記第1の偶高調波ミクサとの間に設けられた第3のフィルタ上記局部発振波を通過させるとともに、上記第2の分配器と上記第2の偶高調波ミクサとの間に設けられた第4のフィルタが上記局部発振波を通過させる。

【0053】請求項10の発明においては、上記信号波の周波数を f_{in} 、上記局部発振波の周波数を f_p としたとき、これらの和周波数($f_{in} + 2f_p$)を阻止する特性を有するフィルタが、信号波と局部発振波の2倍波との和周波数の信号波を除去する。

【0054】請求項11の発明においては、2倍波抑制フィルタが上記局部発振波に含まれる2倍波を抑制して上記第2の分配器に供給する。

【0055】請求項12の発明においては、リミタが上記局部発振波の振幅変動を抑制して上記第2の分配器に供給する。

【0056】請求項13の発明においては、分周器が上記局部発振波を分周して上記第2の分配器に供給する。

【0057】請求項14の発明においては、上記第1の偶高調波ミクサの出力端に設けられた、50オームを越える値の第1の負荷抵抗、及び、上記第2の偶高調波ミクサの出力端に設けられた、50オームを越える値の第2の負荷抵抗が、それぞれ出力信号を発生させる。

【0058】請求項15の発明においては、上記第1の偶高調波ミクサの出力端に設けられた第1の低域通過フィルタが、ベースバンドに変換された隣接チャネルの波の周波数で遮断域となるとともに、上記第2の偶高調波ミクサの出力端に設けられた第2の低域通過フィルタが、ベースバンドに変換された隣接チャネルの波の周波数で遮断域となる。

【0059】請求項16の発明においては、上記第1の偶高調波ミクサまたは上記第2の偶高調波ミクサいずれかの、2つのダイオードを互いに逆極性で並列接続してなり、上記2つのダイオードの第1の並列接続端を上記信号波の入力端及び上記混合波の出力端とし、第2の並列接続端を上記局部発振波の入力端としたダイオードペアが検波し、集中定数により構成された第1の分波回路が、上記第1の並列接続端を上記局部発振波の周波数で短絡状態にするとともに、上記信号波の周波数で開放状態にし、集中定数により構成された第2の分波回路が、上記第2の並列接続端を上記局部発振波の周波数で開放状態にするとともに、上記信号波の周波数で短絡状態にする。

【0060】請求項17の発明においては、互いに直列に接続されたキャパシタ及びインダクタからなる直列共

振回路と、上記直列共振回路に並列接続されたキャパシタとが、上記第1の分波回路を構成する。

【0061】請求項18の発明においては、互いに並列に接続されたキャパシタ及びインダクタからなる並列共振回路と、上記並列共振回路に直列接続されたキャパシタとが、上記第1の分波回路を構成する。

【0062】請求項19の発明においては、互いに直列に接続されたキャパシタ及びインダクタからなる直列共振回路と、上記直列共振回路に並列接続されたインダクタとが、上記第2の分波回路を構成する。

10 【0063】請求項20の発明においては、互いに並列に接続されたキャパシタ及びインダクタからなる並列共振回路と、上記並列共振回路に直列接続されたインダクタとが、上記第2の分波回路を構成する。

【0064】請求項21の発明においては、上記第1の偶高調波ミクサまたは上記第2の偶高調波ミクサいずれかの、差動増幅器が上記局部発振波を増幅し、互いに逆位相となる第1の出力及び第2の出力として出力し、2つのダイオードを互いに逆極性で並列接続してそれぞれ

20 なる複数のダイオードペアをリング状に接続して構成された混合部のダイオードリングが、上記差動増幅器の2つの出力に基づき、上記局部発振波の2倍波と上記ダイオードリングに入力された信号波との混合波を出力する。

【0065】請求項22の発明においては、フィルタが、上記差動増幅器の出力に含まれる高調波を除去して、上記混合部に供給する。

【0066】請求項23の発明においては、上記第1の偶高調波ミクサまたは上記第2の偶高調波ミクサいずれかの、第1の差動増幅器が、信号波を増幅し、互いに逆位相となる第1の出力及び第2の出力として出力し、第2の差動増幅器が、局部発振波を受けてこの局部発振波の2倍波を発生するとともに、この2倍波と上記第1の差動増幅器の第1の出力を乗算して差動信号として出力し、上記第2の差動増幅器の出力端と並列に接続された出力端をもつ第3の差動増幅器が、上記局部発振波を受けて、上記第1の差動増幅器で発生する局部発振波の2倍波と逆位相となる2倍波を発生するとともに、この2倍波と上記第1の差動増幅器の第2の出力を乗算して差動信号として出力する。

30 40 【0067】請求項24の発明において、偶高調波ミクサから構成された検波器が信号波を検波してI信号及びQ信号を出力する。

【0068】請求項25の発明において、偶高調波ミクサから構成されたベクトル変調器が局部発振波に基づきI信号及びQ信号を変調する。

【0069】

【実施例】

実施例1. 以下、この実施例1の直交ミクサを用いた受信装置を図について説明する。図1において、1は受信

波 f_{rf} を受信する空中線 (A N T) 、2は空中線で受信した受信波を増幅する低雑音増幅器 (L N A) 、3は低雑音増幅器の出力をろ波する帯域通過フィルタ (B P F) 、4 1は帯域通過フィルタ 3の出力を受けて直交検波を行い I 信号及びQ信号として出力する偶高調波直交ミクサである。

【0070】偶高調波直交ミクサ 4 1は、図2に示されるように、帯域通過フィルタ 3の出力を等位相、等振幅で2つの信号 (R F (O d e g)) に分配する0度分配器 6、外部から入力される局部周波数信号を互いに45度の位相差をもち、等振幅の2つの信号 (L O (O d e g) , L O (45 d e g)) に分配する45度移相器 4 2、及び0度分配器 6の出力及び45度移相器 4 2の出力をそれぞれ受けてベースバンドのI信号 (I - o u t p u t) 、Q信号 (Q - o u t p u t) をそれぞれ発生する偶高調波ミクサ 4 0 a, 4 0 bから構成されている。

【0071】また、偶高調波ミクサ 4 0 a, 4 0 bは、図3に示されるように、2つのミクサダイオード 3 0 a, 3 0 bを互いに逆極性で並列接続して構成され、R F信号とL O信号の2倍波とをアナログ乗算してベースバンド信号を検出するアンチパラレルダイオードペア (A P D P) 3 1、及び、端子 1 6に入力されるR F信号と端子 1 5に入力されるL O信号とをアンチパラレルダイオードペア 3 1に供給するとともに、検波されたベースバンド (B. B.) 信号を取り出して端子 1 7を介して出力する分波回路 3 9から構成されている。

【0072】8は局部発振信号 (L O) を発生する局部発振器、9 a、9 bは偶高調波直交ミクサ 4 1の偶高調波ミクサ 4 0 a, 4 0 bがそれぞれ出力するI信号及びQ信号を受け、その低周波成分を取り出してそれぞれ出力する低域通過フィルタ (L P F) 、1 0 a, 1 0 bは低域通過フィルタ 9 a, 9 bの出力をそれぞれ増幅するベースバンド増幅器、1 1はベースバンド増幅器 1 0 a, 1 0 bの出力に基づきデータを復調する復調回路である。

【0073】次に動作について説明する。図1において、空中線 1が受信した信号は低雑音増幅器 2において増幅され、帯域通過フィルタ 3に入力される。そして、帯域通過フィルタ 3において所望の帯域の信号のみが抽出されて偶高調波直交ミクサ 4 1に入力される。偶高調波直交ミクサ 4 1は、信号波を検波してベースバンドの変調成分であるI信号及びQ信号を出力する。

【0074】偶高調波直交ミクサ 4 1の詳細動作について説明する。帯域通過フィルタ 3の出力を受けて、0度分配器 6が受信信号を等位相、等振幅の2つの信号に分配する。また、45度移相器 4 2が、局部発振器 8の出*

$$f_{out} = ABS(m \cdot f_{rf} \pm n \cdot f_p) \quad \dots (1)$$

ここで、 f_{rf} は受信信号の周波数、 f_p は局部発振波の周波数、m、nは整数であって、(m±n)の絶対値が

*力を、互いに45度の位相差を有し、等振幅の2つの信号に分配する。偶高調波ミクサ 4 0 aは、0度分配器 6の出力と45度移相された局部発振波の2倍波とをアナログ乗算してベースバンドのI信号を取り出す。また、偶高調波ミクサ 4 0 bは、0度分配器 6の出力と分配された局部発振波の2倍波とをアナログ乗算してベースバンドのQ信号を取り出す。なお、ここで移相器 4 2が45度だけ移相させるのは、偶高調波ミクサ 4 0 aが局部発振波の2倍波の混合を行うことから、45度の位相差が90度の位相差になるからである。

【0075】低域通過フィルタ 9 a, 9 bは、それぞれ偶高調波ミクサ 4 0 a, 4 0 bが出力するI信号、Q信号の低周波成分を取り出す。ベースバンド増幅器 1 0 a, 1 0 bは、低域通過フィルタ 9 a, 9 bの出力をそれぞれ増幅して復調回路 1 1に対し出力する。復調回路 1 1は、これらI信号及びQ信号に基づきデータを復調する。

【0076】ところで、図3に示されるように構成される偶高調波ミクサ 4 0 a, 4 0 bにおいて、L Oが加えられると、半周期ごとにミクサダイオード 3 0 a, 3 0 bがONし、図4に示すような電流が流れる。これにより、図5に示すように、半周期ごとにコンダクタンスが高まるように動作する。そのため、L Oの高調波は奇数次、また、コンダクタンスの高調波は偶数次しか存在しない。

【0077】したがって、A P D P 3 1を適用してミクサを構成すると、A P D P 3 1が、あたかもL Oの偶数次の高調波で変調されているように見えるため、L Oの2倍波 $2 f_p$ と信号波 f_{rf} との混合が行われ、 f_p と f_{rf} との混合は抑制される。そのため、局部発振波の周波数 f_p の位相も2倍される性質がある。したがって、偶高調波直交ミクサ 4 1を構成する局部発振波用の移相器の移相量45度となる。また、このA P D P 3 1を用いた偶高調波ミクサ 4 0 aでは、2つのダイオード 3 0 a, 3 0 bのバランスをとることにより、L Oの偶数次、及びコンダクタンスの奇数次の高調波を抑制することができる。この抑制は、バランなどの回路の精度によらず、2つのダイオード 3 0 a, 3 0 bのばらつきにのみ依存する。したがって、この実施例1によれば、4つのダイオードを有し、バランの精度に依存する通常の平衡形のミクサの場合と比較し、はるかに高い抑制が可能である。ちなみにマイクロ波において、通常の平衡形のミクサは25dB程度の抑制が可能であるが、図3の偶高調波ミクサは50dBからB60dBの抑制が可能である。

【0078】この偶高調波ミクサ 4 0 a, 4 0 bの出力周波数 f_{out} は、次式で表わされる。

奇数となる数である。また、ABSは絶対値を意味する。

【0079】マルチキャリア入力時も、その混合波の各キャリアに対応する係数の和は奇数となる。したがって*

$$f_{out} = ABS(f_{rf} \pm 2 \cdot f_p)$$

*通常の使用において、

となる。半分の f_p で動作させることができるために、この条件で、マイクロ波、とりわけミリ波でのヘテロダイン構成の送受信機に使用されている。

【0080】一方、このような偶高調波ミクサ40a, 40bをホモダイイン構成の受信装置に適用した場合の周波数関係を図6に示す。式(2)からもわかるように、同図に示されるLO(f_p)はRF(f_{rf})のほぼ半分($f_p = f_{rf}/2$)の周波数である。

【0081】このような偶高調波ミクサ40a, 40bをホモダイイン構成の受信装置に適用した場合、偶高調波ミクサ40a, 40bの直流成分は、式(1)で $m=0$, $n=0$ としたときに相当し、これは偶数次とみなせる。したがって強く抑制され、低レベルとなる。このため、この実施例1によれば、直流オフセットの抑制により符号誤り率を低減できる効果がある。

【0082】また、図7に示すようにLOの放射による干渉が存在しても、図1の受信機はその影響をほとんど受けない。それは、アンテナが出力する受信波は、偶高調波直交ミクサ41において周波数 $2f_p$ の信号と混合されるため、図8に示すように、その混合波は、 $2f_p - f_p = f_p$ より $2f_p + f_p = 3f_p$ となり、ベースバンドには出力されない。このように、この実施例1によれば、干渉波がベースバンド成分を持たなくなるため干渉の問題を回避できる効果がある。

【0083】また式(1)から分かるように、この実施例1の受信機において、原理的に奇数次の混合波しか生じない。したがって、図9に示すように、2次歪みは点線で示されるように非常にレベルが低くなる。このように、この実施例1によれば、3次歪みを抑制できないものの、2次歪みのレベルを低くすることができて、受信機の感度の抑圧を回避できる効果もある。

【0084】なお、以上の説明において、直交ミクサを例にとり説明したが、これに限らず複数のミクサを用いて検波する装置に対して適用することができ、同様の効果を奏する。

【0085】実施例2。上記実施例1の受信機に用いられた偶高調波直交ミキサ41は、図2に示された構成であったが、これに限らず図10に示すように構成してもよい。

【0086】図10において、受信信号RFは、90度移位相器5により互いに90度の位相差をもち、等振幅の2つの信号(RF(0deg), RF(90deg))に分配される。また、局部発振器8からの局部発振波LOは、0度分配器6により等位相、等振幅の2つの信号(LO(0deg), LO(0deg))に分配される。

【0087】偶高調波ミクサ40aは、受信信号RF

$f_{out} = ABS(f_{rf} \pm 2 \cdot f_p)$ と局部発振波LO(0deg)の2倍波とを混合してベースバンドのI信号(I-output)を出力する。偶高調波ミクサ40bは、受信信号RF(90deg)と局部発振波LO(0deg)の2倍波とを混合してベースバンドのQ信号(Q-output)を出力する。

10 【0088】この実施例2によっても、実施例1と同様の効果を奏する。

【0089】実施例3。この実施例3は、偶高調波直交ミクサ41を構成する、受信信号RFを2つに分配する分配器の中心周波数、局部発振波LOを2つに分配する分配器の中心周波数の一方、あるいは両方を、図14の点線の特性で示すように、周波数 f_{rf} と周波数 f_p の間(例えば、 $f_p = \sqrt{2} f_{rf}$)に設定したものである。

20 【0090】これら分配器の中心周波数をこのように設定する意義について説明する。実施例1及び2で説明した、偶高調波ミクサ40a, 40bを適用した偶高調波直交ミクサ41によれば、受信性能向上の効果があるが、 f_p が f_{rf} の概略半分となるため、思わぬ問題が生じる。

【0091】すなわち、図11や図12に示すように、偶高調波ミクサ40a, 40bの端子間において漏洩が生じると、偶高調波ミクサ40a, 40bとの間で干渉が生じてベクトル誤差が増大することがある。従来の直交ミクサにおいては、 f_p と f_{rf} とがほぼ同一周波数であるため、RFの分配器の中心周波数とLOの分配器の中心周波数は同一であり、RFの分配器およびLOの分配器それぞれにおいて分配器の端子間アイソレーションは十分得られていた。

30 【0092】しかしながら、実施例1または2の偶高調波直交ミクサ41において、RF周波数はLO周波数の倍であり、RFの分配器およびLOの分配器それぞれにおいて端子間アイソレーションは十分得られない。一例をあげると、図13に示すウイルキンソン分配器の中心周波数を f_p とすると、この分配器は図14の実線のような特性を有するから、周波数 $2f_p$ すなわち f_{rf} において、ほとんどアイソレーション特性が得られない。そのため、偶高調波ミクサ40a, 40b間の $2f_p$ の相互干渉を生じ、極端な直交精度の劣化をきたす問題がある。

40 【0093】そこで、この実施例3において、図14の破線で示すように、RFの分配器あるいはLOの分配器の一方、または双方の設計中心周波数を f_p と f_{rf} の間(たとえば $f_p = \sqrt{2} f_{rf}$)とすることにより、周波数 $2f_p$ すなわち f_{rf} においてアイソレーション特性を改善して周波数 f_p 及び f_{rf} において分配器のアイソレーションを得る。

【0094】以上のように、この実施例3によれば、RFの分配器あるいはLOの分配器の一方、または双方の設計中心周波数を f_p と f_{rf} との間に設定したので、周波数 f_p 及び f_{rf} においてRFの分配器あるいはLOの分配器におけるアイソレーションを高めることができる。このことにより、ベクトル誤差の劣化を抑制できる効果が生じる。

【0095】実施例4、実施例3において、分配器の中心周波数を適当に設定することによりアイソレーションを高めた。この実施例4において、図15あるいは図16に示されるように、RFの分配器6と偶高調波ミクサ40a、40bとの間にバッファ増幅器43a、43bを設け、その単方向性によりアイソレーションを高める。

【0096】図15の偶高調波直交ミクサ41は、図2の偶高調波直交ミクサ41に、受信信号RFを2つの受信信号に分配した後に、これら2つの信号をそれぞれ増幅するバッファ増幅器43a及び43bを追加したものである。バッファ増幅器43a、43bの出力は偶高調波ミクサ40a、40bにそれぞれ供給される。図15の偶高調波直交ミクサ41において、偶高調波ミクサ40a、40bからの漏洩したLO波は、バッファ増幅器43a、43bにより伝搬が阻止され、分配器6に達することはない。

【0097】また、図16の偶高調波直交ミクサ41は、図10の偶高調波直交ミクサ41に、受信信号RFを2つの受信信号に分配した後に、これら2つの信号をそれぞれ増幅するバッファ増幅器43a及び43bを追加したものである。バッファ増幅器43a、43bの出力は偶高調波ミクサ40a、40bにそれぞれ供給される。図16の偶高調波直交ミクサ41において、同様に、偶高調波ミクサ40a、40bからの漏洩したLO波は、バッファ増幅器43a、43bにより伝搬が阻止され、RFの分配器に達することはない。

【0098】以上のように、この実施例4によれば、偶高調波ミクサ40a、40bから漏洩したLO波の伝搬を阻止するバッファ増幅器を設けたので、偶高調波ミクサ40a、40b間のアイソレーションを高めることができ、ベクトル誤差の劣化を抑制できる効果がある。

【0099】実施例5。なお、実施例4ではRFの分配器と偶高調波ミクサ40a、40bとの間にバッファ増幅器43a、43bを設け、その単方向性によりアイソレーションを高める構成であったが、同様に、LOの分配器と偶高調波ミクサ40a、40bとの間にバッファ増幅器を設け、その単方向性によりアイソレーションを高める構成としてもよい。この構成によっても同様の効果を奏する。

【0100】実施例6。実施例4あるいは5において、RFの分配器あるいはLOの分配器と偶高調波ミクサ40a、40bとの間に、それぞれバッファ増幅器43

a、43bを設け、その信号伝搬の単方向性によりアイソレーションを高める構成であったが、図17や図18に示されるように、RFの分配器と偶高調波ミクサ40a、40bとの間に、RFを通すがLOを阻止するフィルタ44a、44bをそれぞれ設け、RF側でのLOのアイソレーションを高める構成であってもよい。この実施例6によっても、実施例4あるいは5と同様の効果を奏する。

【0101】実施例7。実施例6はRFの分配器と偶高調波ミクサ40a、40bとの間にLOを阻止するフィルタ44a、44bを設け、アイソレーションを高める構成であったが、図19や図20に示されるように、LOの分配器と偶高調波ミクサ40a、40bとの間に、LOを通すがRFを阻止するフィルタ45a、45bを設け、LO側でのRFのアイソレーションを高める構成であってもよい。この実施例7によっても、実施例4あるいは5と同様の効果を奏する。

【0102】実施例8。図21に上記実施例の構成による直交ミクサの周波数関係を示す。この図からわかるように、 f_{rf} と $2f_p$ との差周波数 $f_{rf}-2f_p$ はベースバンド近傍となるが、和周波数 $f_{rf}+2f_p$ は、概略 $2f_{rf}$ となる。この和周波数 $f_{rf}+2f_p$ は、差周波数 $f_{rf}-2f_p$ と同じ次数であり、レベルは比較的高い。これにより、偶高調波ミクサ40a、40bの間で干渉を生じると、やはり誤差ベクトルが増大する問題がある。

【0103】そこで、この実施例8では、この和周波数 $f_{rf}+2f_p$ ($\approx 2f_{rf}$)の影響を抑制するためのフィルタ46a、46bを、RFの分配器と偶高調波ミクサ40a、40bとの間にそれぞれ設けたものである(図22、図23)。あるいは、フィルタ46a、46bを、LOの分配器と偶高調波ミクサ40a、40bとの間にそれぞれ設けたものである(図24、図25)。フィルタ46a、46bは、和周波数 $f_{rf}+2f_p$ ($\approx 2f_{rf}$)の通過を阻止する。

【0104】以上のように、この実施例8によれば、偶高調波ミクサ40a、40b間のアイソレーションを高めることができ、ベクトル誤差の劣化を抑制できる効果がある。

【0105】実施例9。ところで、受信装置の局部発振器8の出力には、図26の点線に示すように f_p の他に、局部発振器8の非線形動作に起因する $2f_p$ など高調波成分が含まれる。この局部発振波をそのまま偶高調波直交ミクサ41に加えると、 $2f_p$ はRF(f_{rf})に対し干渉波となる。そして局部発振波に含まれる高調波は、偶高調波直交ミクサ41で検波されて、図26の点線に示すように直流成分となる。これらは、図27に示すベクトル誤差を生じさせる。

【0106】そこで、この実施例9による受信装置は、図28に示すように局部発振器8と偶高調波直交ミクサ41との間に局部発振器用フィルタ(LPF)51を設

け、局部発振波に含まれる第2高調波を抑制している。局部発振器用フィルタ51は、図29の点線のように、 f_p を通過させるが f_{rf} を阻止する周波数特性を有する。

【0107】この局部発振器用フィルタ51により、図29に示すように局部発振波に含まれる2倍波 $2f_p$ が低レベルとなり、干渉波やベクトル誤差を抑制できる。なお、以上の説明では受信装置について述べたが、送信装置でもよく、同様に2倍波 $2f_p$ により生じる搬送波成分を抑制でき、ベクトル誤差を抑制できる効果がある。

【0108】実施例10、図30に偶高調波ミクサ40a、40bの局部発振波の電力に対する変換損を示す。通常の基本波ミクサは、図30の点線のように、飽和特性を呈し局部発振電力に対し安定した変換損が得られるが、偶高調波ミクサ40a、40bは、図30の実線のようになり、安定しない。これは、APDP31では局部発振波の電力が高まると、ミクサダイオード30a、30bの双方がONされる時間が長くなり、ついにはミクサダイオード30a、30bの双方がONされるようになり、非線形性を失うため生じる現象である。そのため、温度変化などにより局部発振波の電力が変動すると、受信装置の利得が大きく変動する問題がある。

【0109】そこで、この実施例10による受信装置では、図31に示すように局部発振器8と偶高調波直交ミクサ41との間に図32のような特性を有するリミタ52を設け、局部発振波の電力の変動を抑制している。リミタ52は、図30の損失が最低となる動作点を越える局部発振波の電力が入力されたとき、この電力を一定にするように動作する。その結果、図33のように、リミタ52付き偶高調波ミクサ40a、40bの特性は、局部発振波の電力が変動した場合でも、図30の点線の特性のように安定になる。

【0110】なお、リミタ52からは高調波が多数であるため、図31のように、リミタ52の出力にLPF51を設けるとよい。これにより、局部発振波に含まれる高調波による悪影響を防止できる。なお、以上の説明では受信装置について述べたが、送信装置でもよく、同様に局部発振波の電力の変動による利得変化を抑制できる効果がある。

【0111】実施例11、偶高調波ミクサ40a、40bを用いた偶高調波直交ミクサ41では、LOはミクサ内部で2倍倍されてから信号波と混合される。従って、局部発振器8としてシンセサイザを用いる場合、チャネル間隔も2倍となる。そのため、所定のチャネル間隔を得るために、あらかじめその半分のチャネル間隔のシンセサイザが必要となる。ところで、通常、シンセサイザとしてPLL構成のものが用いられるが、このチャネル間隔がPLLの基準周波数となる。したがって、偶高調波直交ミクサ41を用いる局部発振器8のPLLの基

準周波数は、通常のミクサに用いる場合と比べて半分となる。

【0112】しかしながら、PLLの収束時間や雑音特性は、その基準周波数が高いほど良好であり、そのため基準周波数が低くなる偶高調波直交ミクサ41を用いるとPLLの特性が劣化するという問題がある。

【0113】そこで、この実施例11による受信装置では、図34に示すように局部発振器8と偶高調波直交ミクサ41との間に局部発振波を2分周する分周器53を設けている。局部発振器8の出力は、一旦、分周器53で半分の周波数に落とされた後にLPF51を介して偶高調波直交ミクサ41に供給され、偶高調波直交ミクサ41において2倍されて元の局部発振周波数に戻されてから信号波と混合される。分周器53により、ミクサ内部の2倍の効果が相殺される。

【0114】したがって、この実施例11の構成によると、従来の構成の受信機と同様の局部発振器8を用いることができ、PLLの特性劣化を抑制することができる。なお、分周器53からは高調波が多数であるため、上記実施例9と同様の問題を生じる。そこで、図34において、分周器53の後に、高調波を除去する局部発振器用フィルタ51を設けている。なお、以上の説明では受信装置を例にとり述べたが、偶高調波直交ミクサからなるベクトル変調器を備える送信装置についても適用できて、同様の効果を奏する。

【0115】実施例12、一般に偶高調波ミクサでないミクサ、特にダイオードミクサを検波器として用いる場合、1978年発行のWJ社Tech-note vol.5、NO1、"Mixers as phasedetector"に記載されているように、50オームの終端抵抗 Z_0 で終端したのち、その端子電圧 V_0 を、図1のLPF9などのベースバンド回路に出力する。これは、従来のミクサ（図57の構成のダイオードミクサ）の各端子は、50オームであることを想定して設計されているからである。

【0116】ところで、偶高調波ミクサ41a、41bは、2次高調波を用いて信号波を変調していることから、通常のミクサと比較して、その変換損は1から3dB程度高くなってしまう。変換効率を高めるためには、偶高調波ミクサ41a、41bの出力レベルをなんらかの手段で高める必要がある。

【0117】そこで、この実施例12による直交ミクサでは、図35の終端抵抗54a、54bを50オームより高いインピーダンスとし、端子電圧 V_0 の向上をねらっている。この端子電圧 V_0 がベースバンド回路（図1のLPF9a、9b）に出力される。図36は、終端抵抗の値 Z_0 に対する端子電圧 V_0 の特性図である。この図は、終端抵抗の値 Z_0 が増加するにつれ、端子電圧 V_0 が増加することを示している。偶高調波ミクサ40a、40bの場合、実験的には終端抵抗の値 Z_0 を200オーム程度まで高めると、端子電圧 V_0 が約2倍とな

る。これは、偶高調波ミクサ固有の変換損が補償できる程度のレベルであり、動作上は変換効率が改善された場合と同様の効果がある。

【0118】なお、この実施例12のように終端抵抗を50オームと異なる値にしても弊害は少ない。通常、演算増幅器を利用するベースバンド回路では、電力伝送ではなく電圧伝送系を想定しているため、50オームの終端抵抗は整合以外あまり意味をもたないからである。

【0119】実施例13。上記実施例1等で述べたように、偶高調波ミクサの適用により偶数次歪みは改善できる。これとともに、やはり奇数次の歪み、とりわけ3次歪みは受信性能を決める上で決定的に作用する。

【0120】そこで、この実施例13の偶高調波直交ミクサ41において、一般にミクサ、特にダイオードミクサで報告されている他周波によるリカバリの効果を利用することにより、この3次歪み特性を改善する。

【0121】図38に、この実施例13による、リカバリ用フィルタ55a、55bを偶高調波ミクサ40a、40bの出力端にそれぞれ設けた偶高調波直交ミクサ41の構成を示す。これらリカバリ用フィルタ55a、55bはLCRなどのパッシブ素子で構成されている。

【0122】次に動作について説明する。図37に3次歪みの状態を示す。図37のベースバンド周波数に着目すると、隣接チャネルの強い波は△fピッチで配列されることがわかる。ところで、リカバリ用フィルタ55a、55bの特性は、図39に示されるように、ベースバンドに変換された隣接チャネルの波の周波数で遮断域となっている。従って、ベースバンドに変換された隣接チャネルの波はリカバリ用フィルタ55a、55bで反射されて偶高調波ミクサ40a、40b側に戻る。そして、ミクサのダイオードの特性に合わせて、この戻り位相を適当に設定してやれば、所望波周波数に変換される3次歪み成分を相殺することができる。

【0123】したがって、この実施例13によれば、3次歪み成分のレベルを低減し、3次歪み特性を改善することができる。

【0124】実施例14。従来の偶高調波ミクサとして、図40に示されるものがある。この図のミクサは、1991年6月にBostonで開催されたIEEE主催、International Microwave Symposium の1991 MTT-S Digest の879ページから882ページに記載された偶高調波ミクサである。図40において、32はRF端子、33はLO端子、34はベースバンド端子、35は先端開放スタブ、36は先端短絡スタブ、37はRFチョーク、38はDCカットキャパシタである。先端開放スタブ35と先端短絡スタブ36とを用いて局部発振波 f_p と信号波 f_{rf} (=2 f_p)とを分波する構成である。

【0125】つぎに動作を説明する。先端開放スタブ35と先端短絡スタブ36とは、その長さ1が f_p において概略4分の1波長、従って f_{rf} では概略2分の1波長

となるよう設計される。このときのAPDP31からみた先端開放スタブ35のインピーダンス特性及び先端短絡スタブ36のインピーダンス特性は、それぞれ図41及び図42のようなものである。

【0126】先端開放スタブ35はRF端子32とベースバンド端子35側に設けられている。そして、先端開放スタブ35の特性は図41のようであって、DC近傍と f_{rf} 近傍において高インピーダンスとなり、APDP31はそれぞれの端子32、34に接続される。一方、 f_p 近傍において低インピーダンスとなりAPDP31は接地される。

【0127】逆に、先端短絡スタブ36はLO端子33側に設けられている。そして、先端短絡スタブ36の特性は図42のようであって、DC近傍と f_{rf} 近傍において低インピーダンスとなり、APDP31は接地される。一方、 f_p 近傍において高インピーダンスとなりAPDP31はLO端子33に接続される。

【0128】図40の構成は簡易であるが、この構成の偶高調波ミクサを比較的低周波で実現しようとした場合、先端開放スタブ35と先端短絡スタブ36は長くなり、大形化する問題がある。

【0129】そこで、この実施例14による偶高調波ミクサではこれらのスタブと同様の機能を実現する集中定数化分波回路により小形化を行う。

【0130】図43は、この実施例14の偶高調波ミクサの回路図である。同図において、31は逆極性のミクサダイオード30a、30bを並列に接続してなるアンチパラレルダイオードペア(APDP)である。以下、説明の便宜上、APDP31の2つの接続端を、それぞれ、A端及びB端とする。

【0131】32は直流阻止のためのキャパシタ38を介してAPDP31のA端に接続され、周波数 f_{rf} の高周波受信信号が入力されるRF端子、33はAPDP31のB端に接続され、周波数 f_p の局部発振信号が入力されるLO端子、34は高周波信号阻止のためのインダクタ37を介してAPDP31のA端に接続され、検波されたベースバンド信号を出力するベースバンド端子である。

【0132】64はAPDP31のA端に接続された集中定数化スタブAである。集中定数化スタブA64は、キャパシタ61、62、及びインダクタ63からなる。集中定数化スタブA64において、容量Cp2pのキャパシタ61は、その一端がA端に、他端が接地端にそれぞれ接続されている。容量Cspのキャパシタ62とインダクタンスLspのインダクタ63は直列に接続されている。そして、キャパシタ62とインダクタ63からなる直列回路は、キャパシタ61に並列に接続されている。

【0133】また、68はAPDP31のB端に接続された集中定数化スタブBである。集中定数化スタブB65は、キャパシタ66、及びインダクタ65、67から

なる。集中定数化スタブB64において、インダクタンスL_{pp}のインダクタ65と容量C_{pp}のキャパシタ66とは、並列に接続されている。2つの並列接続端のうちの1つはA P D P 3 1のB端に接続されている。インダクタンスL_{s2p}のインダクタ67の一端は接地されている。そして、インダクタ65とキャパシタ66とからなる並列回路とインダクタ67とは直列に接続されている。

【0134】つぎに動作についてを説明する。集中定数化スタブA64は、図40の先端開放スタブ35と同様に動作するように設計される。すなわち、f_pにおいて、キャパシタ62とインダクタ63とが直列共振して、低インピーダンスとなるように、かつ、f_{re}において、キャパシタ62とインダクタ63とからなる直列共振回路とキャパシタ61とが並列共振して、高インピーダンスとなるように設計される。また、集中定数化スタブA64は、直流(DC)において開放であるから、高インピーダンスとなる。従って、集中定数化スタブA64は、図41と同様の特性を有する。

【0135】集中定数化スタブB68は、図40の先端短絡スタブ36と同様に動作するように設計される。すなわち、f_pにおいて、インダクタ65とキャパシタ66とが並列共振して、高インピーダンスとなるように、かつ、f_{re}において、インダクタ65とキャパシタ66とからなる並列共振回路とインダクタ67とが直列共振して、低インピーダンスとなるように設計される。また、集中定数化スタブB68は、DCにおいて短絡であるから、低インピーダンスとなる。従って、集中定数化スタブB68は、図42と同様の特性を有する。

【0136】集中定数化スタブA64及びB68は、図40の先端開放スタブ35及び先端短絡スタブ36と等価である。したがって、図43の偶高調波ミクサは、図40のものと同様に動作する。

【0137】以上のようにこの実施例14の構成によれば、従来のスタブと同じインピーダンス特性をもたせつつ、分波回路を集中定数により構成することができる。したがって、周波数が低い場合に大型化してしまうスタブを用いずに偶高調波ミクサを構成できて、ミクサの小形化が可能となる。

【0138】実施例15、図44は、この実施例15の偶高調波ミクサの回路図である。同図において、70はA P D P 3 1のA端に接続された集中定数化スタブCである。集中定数化スタブC70は、キャパシタ61、62、及びインダクタ69からなる。集中定数化スタブC70において、容量C_{p2p}のキャパシタ61とインダクタンスL_{p2p}のインダクタ69とは並列に接続されている。このキャパシタ61とインダクタ69とからなる並列回路の一端は、A P D P 3 1のA端に接続されている。この並列回路と容量C_{sp}のキャパシタ62とは直列に接続されている。そして、この並列回路はキャパシタ62を介して接地されている。

【0139】また、72はA P D P 3 1のB端に接続された集中定数化スタブDである。集中定数化スタブD72は、キャパシタ71、及びインダクタ65、67からなる。集中定数化スタブD72において、インダクタンスL_{s2p}のインダクタ67と容量C_{s2p}のキャパシタ71とは直列に接続され、直列回路を構成する。この直列回路は、一端はA P D P 3 1のB端に接続され、他端が接地されている。そして、インダクタ67とキャパシタ71とからなる直列回路とインダクタ65とは並列に接続されている。

【0140】逆極性のミクサダイオード30a、30bを並列に接続してなるアンチパラレルダイオードペア(A P D P)31、R F端子32、L O端子33、ベースバンド端子34、インダクタ37、キャパシタ38は、図43に示されるものと同じものである。

【0141】つぎに動作について説明する。集中定数化スタブC70は、図40の先端開放スタブ35に相当する特性を有するように設計される。すなわち、f_{re}において、キャパシタ61とインダクタ69とが並列共振して、高インピーダンスとなるように、かつ、f_pにおいて、キャパシタ61とインダクタ69とからなる並列共振回路とキャパシタ62とが直列共振して、低インピーダンスとなるように設計される。また、集中定数化スタブC70は、DCにおいて開放となり、高インピーダンスである。従って、図41と同様の特性を有する。

【0142】集中定数化スタブD72は、図40の先端短絡スタブ36に相当する特性を有するように設計される。すなわち、f_{re}において、キャパシタ71とインダクタ67とが直列共振して、低インピーダンスとなるよう、かつ、f_pにおいて、キャパシタ71とインダクタ67とからなる直列共振回路とインダクタ65とが並列共振して、高インピーダンスとなるように設計される。また、集中定数化スタブD72は、DCにおいて短絡となり、低インピーダンスである。従って、図42と同様の特性を有する。

【0143】以上のようにこの実施例15の構成によれば、実施例14の場合と同様に、従来のスタブと同じインピーダンス特性をもたせつつ、分波回路を集中定数により構成することができて、ミクサの小形化が可能となる。

【0144】実施例16、図45は、この実施例3の偶高調波ミクサの回路図である。図45の偶高調波ミクサは、図43の集中定数化スタブA64と図44の集中定数化スタブD72とを組み合わせたものである。この実施例3の偶高調波ミクサも、実施例14のものと同様の効果を奏する。

【0145】実施例17、図46は、この実施例17の偶高調波ミクサの回路図である。図46の偶高調波ミクサは、図44の集中定数化スタブC70と図43の集中定数化スタブB68とを組み合わせたものである。この

実施例17の偶高調波ミクサも、実施例14のものと同様の効果を奏する。

【0146】実施例18. 図47は従来の偶高調波ミクサの他の例であり、1993年電子情報通信学会秋季全国大会C-47に報告されたものである。この図において、80はスロット線路、81はコプレナ線路、82はコプレナ線路に励振される平衡モードを抑制するためのシイヤである。この偶高調波ミクサは、スロット線路80とコプレナ線路81とのつきあわせたところに、リング状に接続されたAPDP31a～31dを接続したもので、励振位相によりスロット線路80とコプレナ線路81は互いにアイソレーションが得られる。そのため広帯域に分波ができる利点がある。

【0147】しかしスロット線路80を集積化するのは地導体の接続を考えると困難であり、外部のマイクロストリップ線路との接続が狭帯域となる。

【0148】そこで、この実施例18による偶高調波ミクサでは、スロット線路80の代わりに差動増幅器を用いるものである。

【0149】図48は、この実施例18の偶高調波ミクサの構成図である。同図において、86はLO端子33に入力された局部発振波を増幅して差動出力する差動増幅器である。差動増幅器36は、一端がそれぞれVCCに接続された抵抗83a, 83b、抵抗83a, 83bにそれぞれコレクタが接続されたトランジスタ84a, 84b、トランジスタ84a, 84bのエミッタに接続された電流源35から構成されている。トランジスタ84aのベースがLO端子となる。また、トランジスタ84bのベースは接地されている。電流源85の他端も接地されている。差動増幅器86の出力端子は、トランジスタ84aのコレクタ及びトランジスタ84bのコレクタである。

【0150】87a, 87bは、差動増幅器86の出力端にそれぞれ設けられたDCカット用キャパシタである。88はDCカットされた差動増幅器86の出力に基づきRF端子に入力された信号波を検波して、ベースバンド端子34に出力する混合部である。

【0151】混合部88は、互いにリング状に接続されたAPDP31a～31d、RF端子32の信号波のDCカットのためのキャパシタ38、ベースバンド端子34の高周波信号カットのためのインダクタ37から構成される。APDP31a～31dは直列に接続されている。説明の便宜上、APDP31aとAPDP31bとの接続点をD端、APDP31bとAPDP31cとの接続点をE端、APDP31cとAPDP31dとの接続点をF端とする。また、APDP31a, 31dの接地端を、それぞれC端、G端とする。差動増幅器86の出力は、D端及びF端にそれぞれ接続されている。また、E端が、RF端子32及びベースバンド端子34に接続されている。

【0152】つぎに動作を説明する。差動増幅器86において、トランジスタ84a, 84bが逆位相で励振されるため、それぞれのコレクタに励振される電流も逆位相となる。この動作により、差動増幅器86を平衡・不平衡変換器、すなわちバランの代用として用いることができる。この実施例5において、図47のスロット線路80が平衡線路と等価であることに着目し、差動増幅器86をバランとして用いている。混合部88の動作は図47の場合と同様である。

10 【0153】以上のようにこの実施例5の構成によれば、スロット線路を用いずに偶高調波ミクサを構成することができて、ミクサの小型化が可能になる。

【0154】実施例19. 図49は、この実施例19による偶高調波ミクサの回路図である。図49の偶高調波ミクサは、図48の偶高調波ミクサの差動増幅器86と混合部88との間に、差動増幅器で発生した高調波を除去するためのフィルタ92を設けたものである。

【0155】フィルタ92は、キャパシタ89a～89d, 90a, 90b, 及びインダクタ91a, 91bから構成される。キャパシタ89a, 90a, 89cは直列に接続され、キャパシタ89a, 89cの一端が、それぞれ接地されている。キャパシタ89b, 90b, 89dは直列に接続され、キャパシタ89b, 89dの一端が、それぞれ接地されている。キャパシタ89a, 90aとの接続点とキャパシタ89b, 90bとの接続点とは、インダクタ91bを介して接続されている。キャパシタ90a, 89cとの接続点とキャパシタ90b, 89dとの接続点とは、インダクタ91aを介して接続されている。

30 【0156】フィルタ92は、キャパシタ87a, 87bを介して出力される差動出力に含まれる同相モード及び逆相モードの双方について、高調波を除去する。フィルタ92のキャパシタの容量は、この点を考慮して設定されている。

【0157】以上のようにこの実施例19の構成によれば、スロット線路を用いずに偶高調波ミクサを構成することができて、ミクサの小型化が可能になるとともに、差動増幅器の出力に含まれる高調波成分を除去できて、ミクサの性能がさらに向上する。

40 【0158】実施例20. 図50は、この実施例20のトランジスタを用いた偶高調波ミクサの回路図である。図50において、18a, 18bは抵抗、19a～19fはトランジスタ、20は電流源である。RFおよびLOは差動入力である。互いに逆位相の信号LOが、それぞれトランジスタ19a, 19dのベースに給電される。トランジスタ19b, 19cのベースは接地されている。また、互いに逆位相の信号RFがトランジスタ19e, 19fのベースに給電される。トランジスタ19a～19fにより生じるRFとLOとのアナログ乗算により生じる混合波は、トランジスタ19b及び19d

のコレクタ、トランジスタ19a及び19cのコレクタにそれぞれ接続された、差動出力のベースバンド出力端子17に出力される。

【0159】図50の偶高調波ミクサと図58のミクサとは、トランジスタの励振条件の点で異なる。トランジスタ19aと19bを互いに逆相で励振し、トランジスタ19cと19dとを互いに逆相で励振している。また、トランジスタ19aと19dとを互いに逆相で励振している。なお、図58の偶高調波ミクサにおいて、トランジスタ19aと19dとを同相で励振している。

【0160】トランジスタ19aと19dとを互いに逆相で励振することにより、基本波の混合は抑制され、偶高調波ミクサとなる。したがって、トランジスタの特性が不揃いであっても、各トランジスタでの整流電流が相殺されて、直流オフセットが発生しない。なお、RFやLOは相殺されてベースバンド出力端子17には出力されない。

【0161】この点をさらに詳細に説明する。先に述べたように、図50の偶高調波ミクサでは、トランジスタ19b及び19cのベース端子をグランドに終端し、トランジスタ19a、19dに対し互いに逆相となるようにLOを加えている。このとき、端子16のLOの電位を $\pm V_{LO}$ とすると、トランジスタ19aのベースには $+V_{LO}$ 、トランジスタ19bのベースには0[V]、トランジスタ19cのベースには0[V]、トランジスタ19dのベースには $-V_{LO}$ 、がそれぞれ供給される。したがって、出力端子17に対しては同相で出力され抑制されない。

【0162】一方、トランジスタ19a、19b、19c、19dにおいて、これらの非線形性により、 V_{LO} の2倍波 $+V_{2LO}$ が発生する。この2倍波 $+V_{2LO}$ に関し、トランジスタ19aには $+V_{2LO}$ 、トランジスタ19bには0[V]、トランジスタ19cにも0[V]、トランジスタ19dには $+V_{2LO}$ が、それぞれ発生する。したがって、出力端子17に対しては逆相となり、図58における V_{LO} と同様抑制される。

【0163】さらに端子15にRFを印加し、その電圧を $\pm V_{rf}$ とすると、トランジスタ19e、19fからなる差動増幅器の差動出力 $+V_{rf}$ 及び $-V_{rf}$ がトランジスタ19a、19b及びトランジスタ19c、19dに対してそれぞれ供給される。すなわち、トランジスタ19a、19bに対し $+V_{rf}$ 、トランジスタ19c、19dに対し $-V_{rf}$ となる。したがって、 V_{LO} と乗算された総合波は、トランジスタ19aで $V_{LO} \cdot V_{rf}$ 、トランジスタ19bで0[V]、トランジスタ19cで0[V]、トランジスタ19dで $V_{LO} \cdot V_{rf}$ となる。したがって、出力端子17に対しては逆相となり抑制される。

【0164】一方、 V_{2LO} と乗算された混合波は、トランジスタ19aで $V_{2LO} \cdot V_{rf}$ 、トランジスタ19bで0[V]、トランジスタ19cで0[V]、トランジ

タ19dで $-V_{2LO} \cdot V_{rf}$ となる。したがって、出力端子17に対しては同相となり抑制されない。このように、図50の構成によれば、トランジスタを用いた場合であっても偶高調波ミクサとして動作する。

【0165】以上のようにこの実施例20の構成によれば、トランジスタを用いて偶高調波ミクサを構成することができて、ミクサの小型化が可能になる。このことは、偶高調波ミクサをモノリシックで構成する際に、特に有効である。

10 【0166】実施例21. ところで、図10の偶高調波直交ミクサを、半導体基板上にモノリシック集積化して形成すれば、偶高調波ミクサ40a、40bの特性を揃えることが可能となる。これにより、ベクトル精度が向上する等のさらなる性能向上が可能となる。

【0167】実施例22. なお、以上の実施例1～21を説明するに際して、偶高調波直交ミクサを受信装置に用いた場合を例にとり説明した。しかし、これに限らず、偶高調波直交ミクサを送信装置のベクトル変調器に用いることもできる。

20 【0168】図51は、偶高調波直交ミクサを用いたベクトル変調器を備える送信装置の構成図である。同図において、1は信号を放射する空中線(ANT)、2は空中線1に送信電力を供給する高出力増幅器、3は偶高調波直交ミクサが出力する送信信号のみを通過させる帯域通過フィルタ(BPF)、8は局部発振波を出力する局部発振器、41はI信号及びQ信号を局部発振波に基づき変調する偶高調波直交ミクサであり、ベクトル変調器として機能する。9a、9bはI信号及びQ信号に含まれる信号波のみを通過させる低域通過フィルタ(LPF)、10a、10bはI信号及びQ信号をそれぞれ増幅して低域通過フィルタ(LPF)9a、9bにそれぞれ供給するベースバンド増幅器(AMP)、11はデータをI信号及びQ信号に変調する変調回路である。

30 【0169】図51の送信装置は、偶高調波直交ミクサ41内において信号の流れが逆になってベクトル変調器として動作する点を除き、受信装置の場合と同様に動作する。

【0170】実施例1等の偶高調波直交ミクサ41を図51の送信装置に適用することにより、送信装置について、実施例1等の効果を奏すことができる。また、偶高調波直交ミクサ41をベクトル変調器として用いると変調精度が高まる効果がある。

40 【0171】なお、上記実施例1～22において、ベースバンドの出力を得る場合を例にとり説明してきたが、これに限らず、これらのミクサは、中間周波帯の出力を得る場合にも適用できる。

【0172】

【発明の効果】以上のように、請求項1の発明によれば、外部から供給される信号波を分配する第1の分配器と、外部から供給される局部発振波を分配する第2の分

配器と、上記第1の分配器の出力及び上記第2の分配器の出力に基づき上記局部発振波の2倍波と上記信号波との混合波を生成する第1の偶高調波ミクサと、上記第1の分配器の出力及び上記第2の分配器の出力に基づき上記局部発振波の2倍波と上記信号波との混合波を生成する第2の偶高調波ミクサとを備えたので、受信感度を向上させるとともに、符号誤り率を低下させ、直流オフセットを低減できる。さらに、歪みを少なくできる。

【0173】さらに、請求項2の発明によれば、上記第1の分配器を、上記第1の偶高調波ミクサ及び上記第2の偶高調波ミクサに対し上記信号波を概略同位相かつ概略同振幅で給電するように構成するとともに、上記第2の分配器を、上記第1の偶高調波ミクサ及び上記第2の偶高調波ミクサに対し上記局部発振波を概略45度の位相差かつ概略同振幅で給電するように構成したので、上記第2の分配器の移相量が半分ですむ。

【0174】さらに、請求項3の発明によれば、上記第1の分配器を、上記第1の偶高調波ミクサ及び上記第2の偶高調波ミクサに対し上記信号波を概略90度の位相差かつ概略同振幅で給電するように構成するとともに、上記第2の分配器を、上記第1の偶高調波ミクサ及び上記第2の偶高調波ミクサに対し上記局部発振波を概略同位相かつ概略同振幅で給電するように構成したので、上記第1の分配器を従来と同様に構成できる。

【0175】さらに、請求項4の発明によれば、上記第1の分配器を、その中心周波数が上記信号波の周波数と上記局部発振波の周波数との間にあるようにしたので、上記第1の分配器とミクサとの間のアイソレーションを高め、ベクトル誤差の劣化を抑制できる。

【0176】さらに、請求項5の発明によれば、上記第2の分配器を、その中心周波数が上記信号波の周波数と上記局部発振波の周波数との間にあるようにしたので、上記第2の分配器とミクサとの間のアイソレーションを高め、ベクトル誤差の劣化を抑制できる。

【0177】さらに、請求項6の発明によれば、上記第1の分配器の出力を増幅して上記第1の偶高調波ミクサに対し供給する第1のバッファ増幅器と、上記第1の分配器の出力を増幅して上記第2の偶高調波ミクサに対し供給する第2のバッファ増幅器とを備えたので、ミクサ間のアイソレーションを高め、ベクトル誤差の劣化を抑制できる。

【0178】さらに、請求項7の発明によれば、上記第2の分配器の出力を増幅して上記第1の偶高調波ミクサに対し供給する第3のバッファ増幅器と、上記第2の分配器の出力を増幅して上記第2の偶高調波ミクサに対し供給する第4のバッファ増幅器とを備えたので、ミクサ間のアイソレーションを高め、ベクトル誤差の劣化を抑制できる。

【0179】さらに、請求項8の発明によれば、上記第1の分配器と上記第1の偶高調波ミクサとの間に上記信

号波を通過させる第1のフィルタを備えるとともに、上記第2の分配器と上記第2の偶高調波ミクサとの間に上記信号波を通過させる第2のフィルタを備えたので、ミクサ間のアイソレーションを高め、ベクトル誤差の劣化を抑制できる。

【0180】さらに、請求項9の発明によれば、上記第2の分配器と上記第1の偶高調波ミクサとの間に上記局部発振波を通過させる第3のフィルタを備えるとともに、上記第2の分配器と上記第2の偶高調波ミクサとの間に上記局部発振波を通過させる第4のフィルタを備えたので、ミクサ間のアイソレーションを高め、ベクトル誤差の劣化を抑制できる。

【0181】さらに、請求項10の発明によれば、上記信号波の周波数を f_{in} 、上記局部発振波の周波数を f_p としたとき、これらの和周波数 ($f_{in} + 2f_p$) を阻止する特性を有するフィルタを備えたので、和周波数 ($f_{in} + 2f_p$) による干渉を阻止し、ベクトル誤差の劣化を抑制できる。

【0182】さらに、請求項11の発明によれば、上記局部発振波に含まれる2倍波を抑制して上記第2の分配器に供給する2倍波抑制フィルタを備えたので、局部発振波による干渉やこれによるベクトル誤差の劣化を抑制できる。

【0183】また、請求項12の発明によれば、上記局部発振波の振幅変動を抑制して上記第2の分配器に供給するリミタを備えたので、局部発振波の電力が変動したことによる検波器の利得の変動を抑制できる。

【0184】また、請求項13の発明によれば、上記局部発振波を分周して上記第2の分配器に供給する分周器を備えたので、基準周波数を従来程度に高くして局部発振器を構成するPLLの特性劣化を抑制することができる。

【0185】また、請求項14の発明によれば、上記第1の偶高調波ミクサの出力端に、50オームを越える値の第1の負荷抵抗を備えるとともに、上記第2の偶高調波ミクサの出力端に、50オームを越える値の第2の負荷抵抗を備えたので、偶高調波ミクサ固有の変換損を補償できる。

【0186】また、請求項15の発明によれば、上記第1の偶高調波ミクサの出力端に、ベースバンドに変換された隣接チャネルの波の周波数で遮断域となる第1の低域通過フィルタを備えるとともに、上記第2の偶高調波ミクサの出力端に、ベースバンドに変換された隣接チャネルの波の周波数で遮断域となる第2の低域通過フィルタを備えたので、奇数次の歪みによる影響を抑制できる。

【0187】また、請求項16の発明によれば、上記第1の偶高調波ミクサまたは上記第2の偶高調波ミクサいずれかに、2つのダイオードを互いに逆極性で並列接続してなり、上記2つのダイオードの第1の並列接続端を

上記信号波の入力端及び上記混合波の出力端とし、第2の並列接続端を上記局部発振波の入力端としたダイオードペアと、集中定数により構成され、上記局部発振波の周波数で短絡状態になるととともに、上記信号波の周波数で開放状態になり、上記第1の並列接続端に接続された第1の分波回路と、集中定数により構成され、上記局部発振波の周波数で開放状態になるととともに、上記信号波の周波数で短絡状態になり、上記第2の並列接続端に接続された第2の分波回路とを備えたので、偶高調波ミクサを小型化できる。

【0188】また、請求項17の発明によれば、上記第1の分波回路を、互いに直列に接続されたキャパシタ及びインダクタからなる直列共振回路と、上記直列共振回路に並列接続されたキャパシタとから構成したので、偶高調波ミクサを簡単に小型化できる。

【0189】また、請求項18の発明によれば、上記第1の分波回路を、互いに並列に接続されたキャパシタ及びインダクタからなる並列共振回路と、上記並列共振回路に直列接続されたキャパシタとから構成したので、偶高調波ミクサを簡単に小型化できる。

【0190】また、請求項19の発明によれば、上記第2の分波回路を、互いに直列に接続されたキャパシタ及びインダクタからなる直列共振回路と、上記直列共振回路に並列接続されたインダクタとから構成したので、偶高調波ミクサを簡単に小型化できる。

【0191】また、請求項20の発明によれば、上記第2の分波回路を、互いに並列に接続されたキャパシタ及びインダクタからなる並列共振回路と、上記並列共振回路に直列接続されたインダクタとから構成したので、偶高調波ミクサを簡単に小型化できる。

【0192】また、請求項21の発明によれば、上記第1の偶高調波ミクサまたは上記第2の偶高調波ミクサいずれかに、上記局部発振波を増幅し、互いに逆位相となる第1の出力及び第2の出力として出力する差動増幅器と、2つのダイオードを互いに逆極性で並列接続してそれぞれ異なる複数のダイオードペアをリング状に接続して構成されたダイオードリングを有し、上記差動増幅器の2つの出力に基づき、上記局部発振波の2倍波と上記ダイオードリングに入力された信号波との混合波を出力する混合部とを備えたので、スロット線路を用いて偶高調波ミクサを構成できて、偶高調波ミクサを小型化できる。

【0193】また、請求項22の発明によれば、上記差動増幅器の出力に含まれる高調波を除去して、上記混合部に供給するフィルタを備えたので、差動増幅器出力に含まれる高調波を除去できて、ミクサの性能がさらに向上する。

【0194】また、請求項23の発明によれば、上記第1の偶高調波ミクサまたは上記第2の偶高調波ミクサいずれかに、信号波を増幅し、互いに逆位相となる第1の

出力及び第2の出力として出力する第1の差動増幅器と、局部発振波を受けてこの局部発振波の2倍波を発生するとともに、この2倍波と上記第1の差動増幅器の第1の出力を乗算して差動信号として出力する第2の差動増幅器と、上記第2の差動増幅器の出力端と並列に接続された出力端をもち、上記局部発振波を受けて上記第1の差動増幅器で発生する局部発振波の2倍波と逆位相となる2倍波を発生するとともに、この2倍波と上記第1の差動増幅器の第2の出力を乗算して差動信号として出力する第3の差動増幅器とを備えたので、トランジスタを用いて偶高調波ミクサを構成でき、偶高調波ミクサを小型化できる。

【0195】また、請求項24の発明によれば、アンテナと、上記アンテナが受信した信号を増幅する増幅器と、局部発振波を発生する局部発振器と、上記局部発振波に基づき上記増幅器の出力を検波してベースバンドのI信号及びQ信号を出力する検波器と、上記I信号及び上記Q信号に基づきデータを再生する復調回路とを備えた受信装置において、上記検波器を、請求項1ないし請求項23いずれかに記載の検波器としたので、通信品質が向上する。

【0196】また、請求項25の発明によれば、データを変調してベースバンドのI信号及びQ信号を出力する変調器と、局部発振波を発生する局部発振器と、上記局部発振波に基づき上記I信号及びQ信号をベクトル変調するベクトル変調器と、上記ベクトル変調器の出力を増幅する増幅器と、上記増幅器の出力を送信するアンテナとを備えた送信装置において、上記ベクトル変調器を、請求項1ないし請求項23いずれかに記載の検波器としたので、通信品質が向上する。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の実施例1による受信装置の構成図である。

【図2】 本発明の実施例1による偶高調波直交ミクサの構成図である。

【図3】 偶高調波ミクサの一般的な構成図である。

【図4】 A P D P を流れる電流の波形図である。

【図5】 A P D P のコンダクタンスの波形図である。

【図6】 本発明の実施例1による受信装置の周波数関係図である。

【図7】 本発明の実施例1による偶高調波直交ミクサにおいて生じる干渉の説明図である。

【図8】 本発明の実施例1による受信装置で干渉波が存在するときの周波数関係図である。

【図9】 本発明の実施例1による受信装置での歪みの周波数関係図である。

【図10】 本発明の実施例2による偶高調波直交ミクサの構成図である。

【図11】 本発明の実施例3による偶高調波直交ミクサにおいて生じる干渉の説明図である。

【図12】 本発明の実施例3による偶高調波直交ミクサにおいて生じる干渉の説明図である。

【図13】 ウイルキンソン分配器の構成図である。

【図14】 本発明の実施例3による偶高調波直交ミクサの分配器のアイソレーション特性である。

【図15】 本発明の実施例4による偶高調波直交ミクサの構成図である。

【図16】 本発明の実施例4による偶高調波直交ミクサの構成図である。

【図17】 本発明の実施例6による偶高調波直交ミクサの構成図である。

【図18】 本発明の実施例6による偶高調波直交ミクサの構成図である。

【図19】 本発明の実施例7による偶高調波直交ミクサの構成図である。

【図20】 本発明の実施例7による偶高調波直交ミクサの構成図である。

【図21】 本発明の実施例8による受信装置の周波数関係図である。

【図22】 本発明の実施例8による偶高調波直交ミクサの構成図である。

【図23】 本発明の実施例8による偶高調波直交ミクサの構成図である。

【図24】 本発明の実施例8による偶高調波直交ミクサの構成図である。

【図25】 本発明の実施例8による偶高調波直交ミクサの構成図である。

【図26】 局部発振器の第2高調波の影響の説明図である。

【図27】 局部発振器の第2高調波の影響の説明図である。

【図28】 本発明の実施例9による受信装置の構成図である。

【図29】 本発明の実施例9による局部発振器用フィルタの動作説明図である。

【図30】 入力される局部発振電力に対する偶高調波ミクサの変換損を示すグラフである。

【図31】 本発明の実施例10による受信装置の構成図である。

【図32】 本発明の実施例10によるリミタの特性の説明図である。

【図33】 本発明の実施例10によるリミタ付き偶高調波ミクサの特性の説明図である。

【図34】 本発明の実施例11による受信装置の構成図である。

【図35】 本発明の実施例12による偶高調波直交ミクサの構成図である。

【図36】 本発明の実施例13による終端抵抗値と検波電圧との関係を示す図である。

【図37】 受信装置における3次歪みの周波数配列で

ある。

【図38】 本発明の実施例13による偶高調波直交ミクサの構成図である。

【図39】 本発明の実施例13による偶高調波直交ミクサの動作説明図である。

【図40】 偶高調波ミクサの一般的な構成図である。

【図41】 本発明の実施例14による偶高調波直交ミクサの分波回路のインピーダンス特性図である。

【図42】 本発明の実施例14による偶高調波直交ミクサの分波回路のインピーダンス特性図である。

【図43】 本発明の実施例14による偶高調波直交ミクサの構成図である。

【図44】 本発明の実施例15による偶高調波直交ミクサの構成図である。

【図45】 本発明の実施例16による偶高調波直交ミクサの構成図である。

【図46】 本発明の実施例17による偶高調波直交ミクサの構成図である。

【図47】 他の偶高調波直交ミクサの構成図である。

【図48】 本発明の実施例18による偶高調波直交ミクサの構成図である。

【図49】 本発明の実施例19による偶高調波直交ミクサの構成図である。

【図50】 本発明の実施例20による偶高調波直交ミクサの構成図である。

【図51】 本発明の実施例22による送信装置の構成図である。

【図52】 従来の受信装置の構成図である。

【図53】 従来の直交ミクサの構成図である。

【図54】 従来の受信装置における周波数関係図である。

【図55】 I出力およびQ出力の説明図である。

【図56】 従来の直交ミクサの他の構成図である。

【図57】 従来のダイオード平衡ミクサの構成図である。

【図58】 従来のトランジスタ平衡ミクサの構成図である。

【図59】 従来の受信装置における干渉の説明図である。

【図60】 干渉波が存在するときの周波数関係図である。

【図61】 干渉波が存在するときのI出力およびQ出力の説明図である。

【図62】 3次の歪みの周波数関係図である。

【図63】 2次の歪みの周波数関係図である。

【符号の説明】

1 空中線(ANT)、2 低雑音増幅器(LNA)、3 帯域通過フィルタ(BPF)、4 ミクサ(MIX)、5 90度移相器、6 0度分配器、7 直交ミクサ、8局部発振器、9 低域通過フィルタ(LPF)、10 ベースバンド

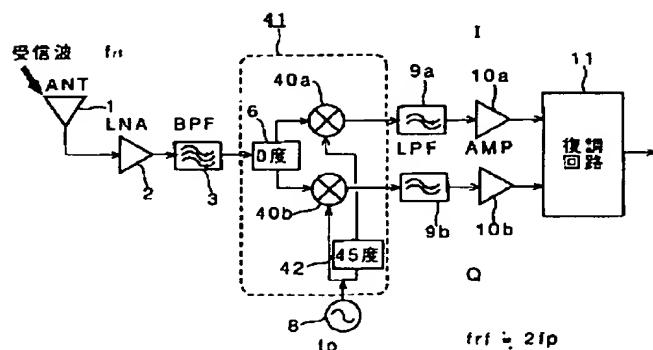
35

増幅器(AMP)、11 復調回路、13 ミクサダイオード、14 バラン、15 LO入力端子、16 RF入力端子、17 ベースバンド出力端子、18 抵抗、19 トランジスタ、20 電流源、30 ミクサダイオード、31 アンチパラレルダイオードペア(APDP)、32RF端子、33 LO端子、34 ベースバンド端子、35 先端開放スタブ、36 先端短絡スタブ、37 RFチョーク、38 DCカット、39 分波回路、40 偶高調波ミクサ、41 偶高調波直交ミクサ、42 45度移相器、43 バッファ増幅器、44 LOを阻止するフィルタ、45 RFを阻止するフィルタ、46 $2f_{rf} - 2f_p$ を阻止するフィルタ、50半導体基板、51 局部発振器用

36

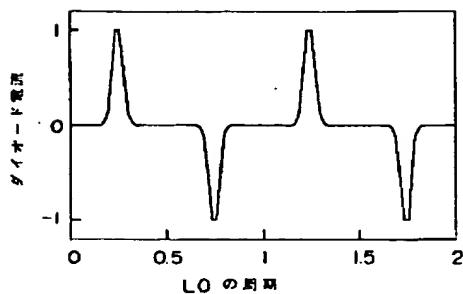
フィルタ、52 リミタ、53 分周器、54 終端抵抗、55 リカバリ用フィルタ、61 キャパシタCp2p、62 キャパシタCsp、63インダクタLsp、64 集中定数化スタブA、65 インダクタLpp、66キャパシタCpp、67インダクタLs2p、68 集中定数化スタブB、69 インダクタLp2p、70集中定数化スタブC、71 キャパシタCs2p、72 集中定数化スタブD、80 スロット線路、81 コプレナ線路、82 ワイヤ、83 抵抗、84 トランジスタ、85電流源、86 差動増幅器、87 DCカット用キャパシタ、88 混合部、90 アイソレーション抵抗、91 伝送線路。

【図1】

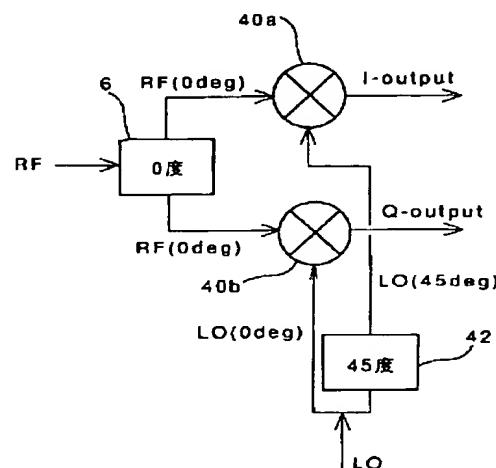


- 1 : 空中線 (ANT)
- 2 : 低雑音増幅器 (LNA)
- 3 : 帯域通過フィルタ (BPF)
- 6 : 0度分配器
- 8 : 局部発振器 (LO)
- 9 : 帯域通過フィルタ (LPF)
- 10 : ベースバンド増幅器 (AMP)
- 11 : 復調回路
- 40 : 偶高調波ミクサ
- 41 : 偶高調波直交ミクサ
- 42 : 45度移相器

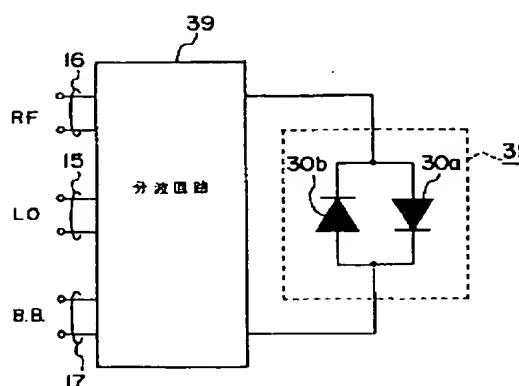
【図4】



【図2】



【図3】

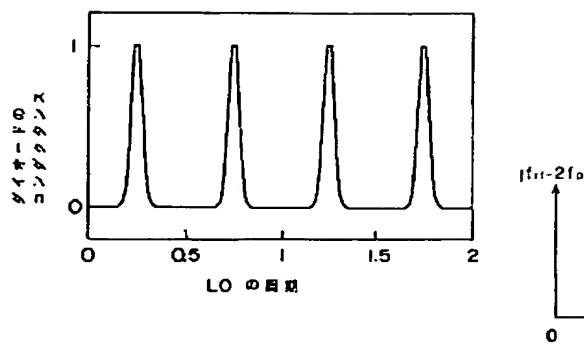


30 : ミクサダイオード

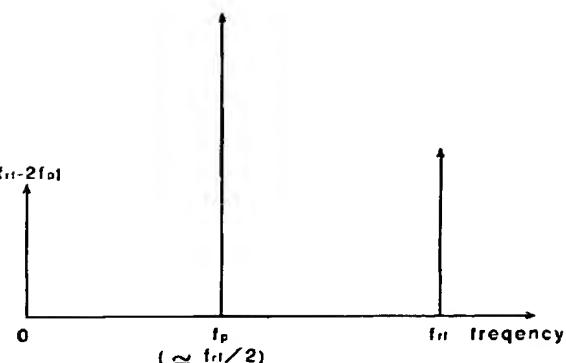
31 : アンチパラレルダイオードペア(APDP)

39 : 分波回路

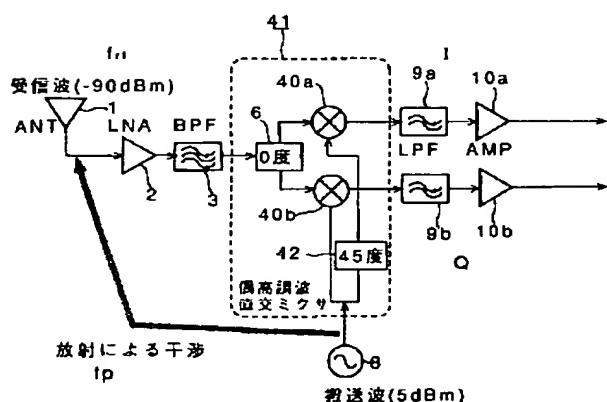
【図5】



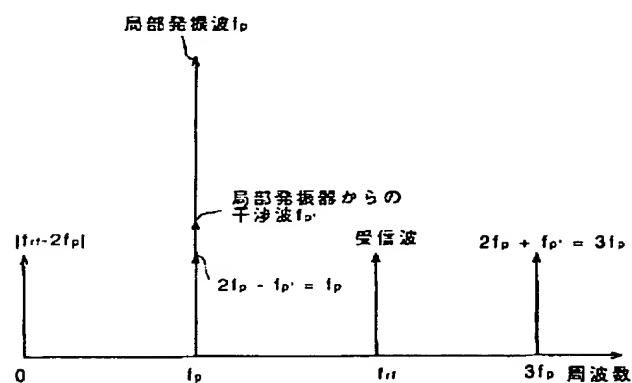
【図6】



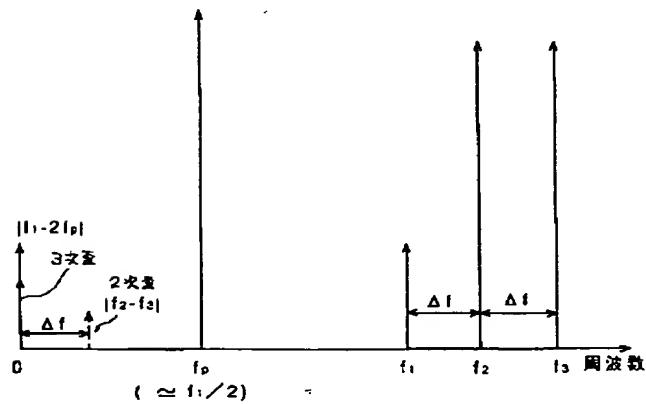
【図7】



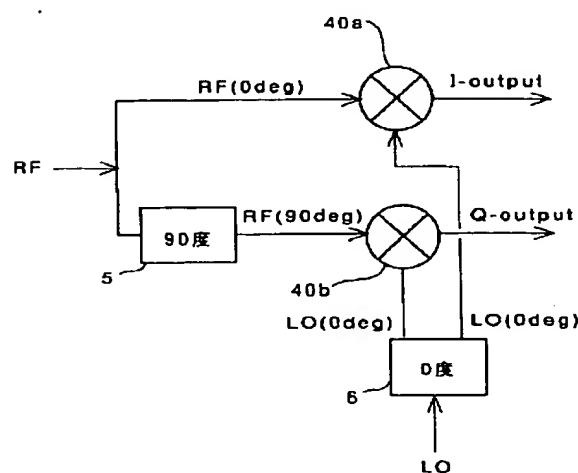
【図8】



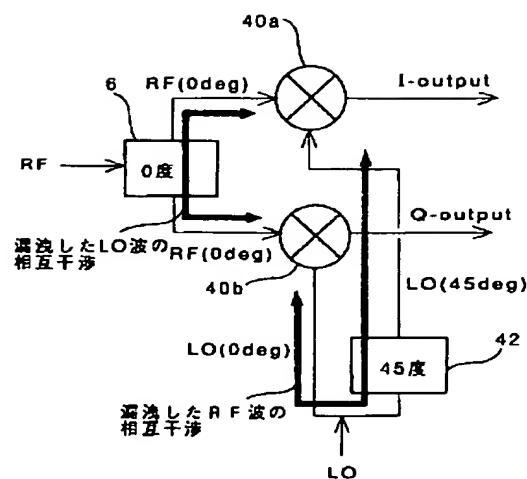
【図9】



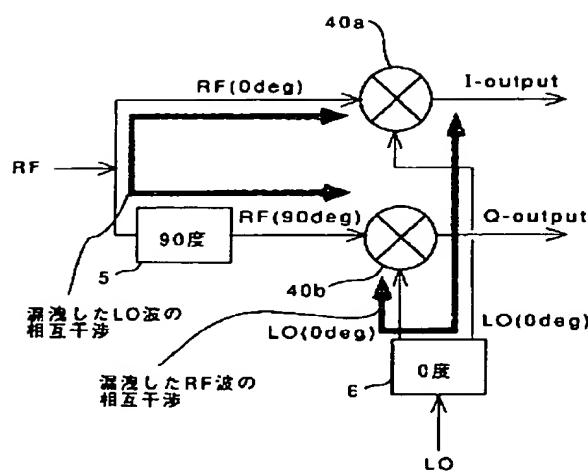
【図10】



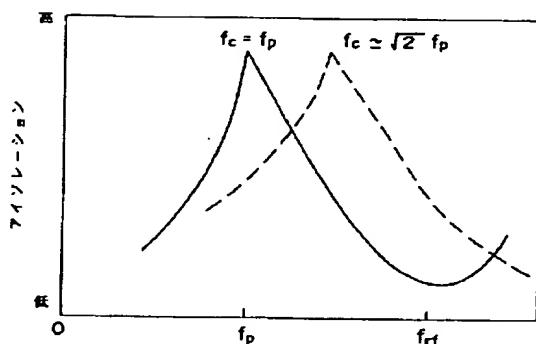
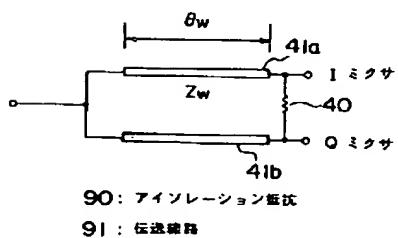
【図11】



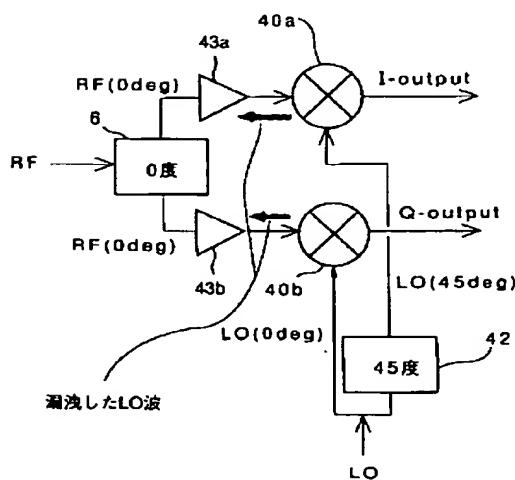
【図12】



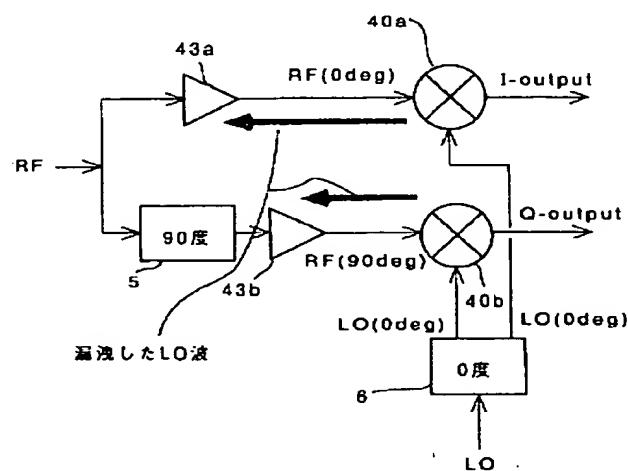
【図13】



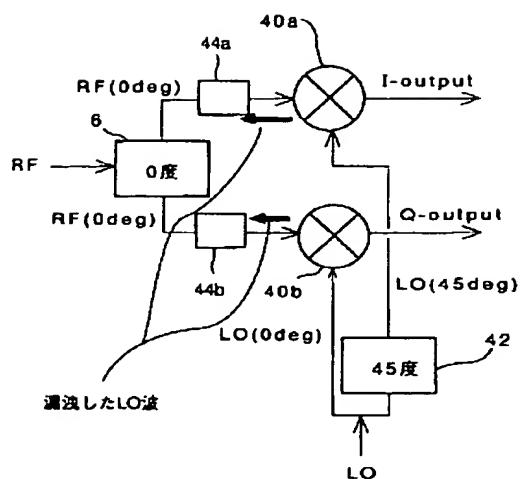
【図15】



【図16】

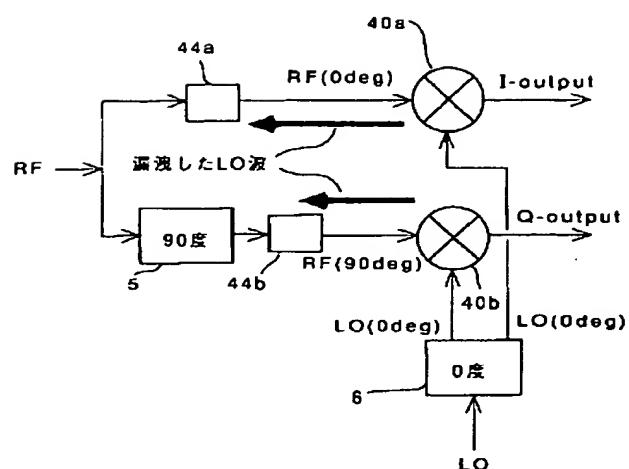


【図17】

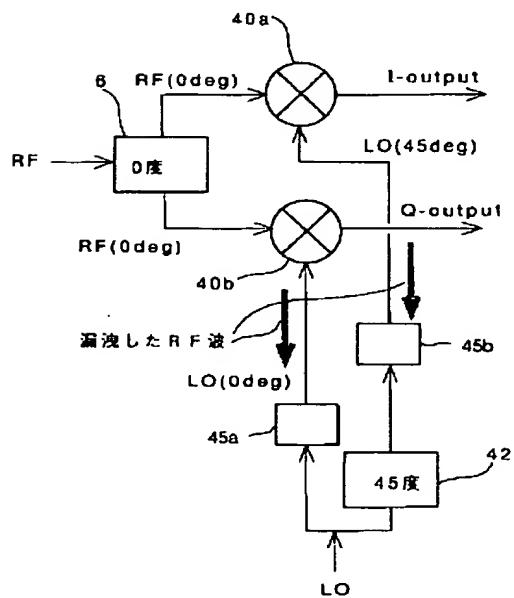


44: LO阻止用フィルタ

【図18】

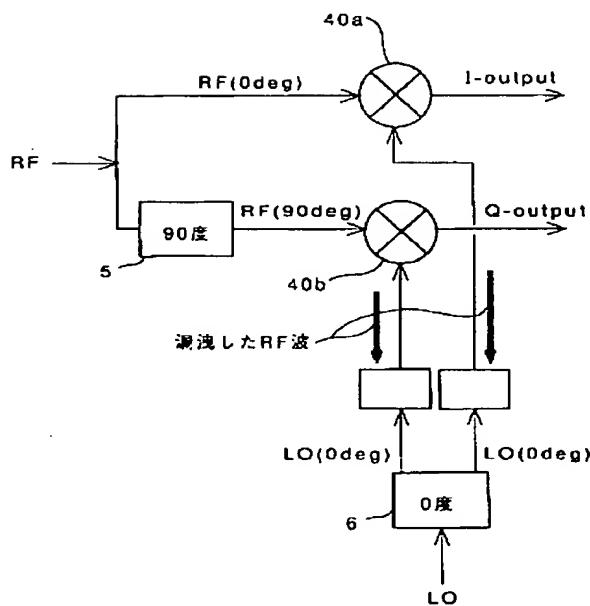


【図19】

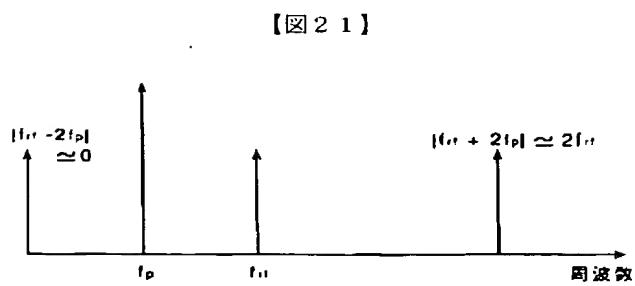


45: RF阻止用フィルタ

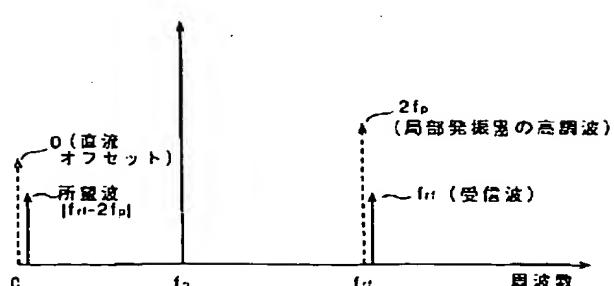
【図20】



【図26】

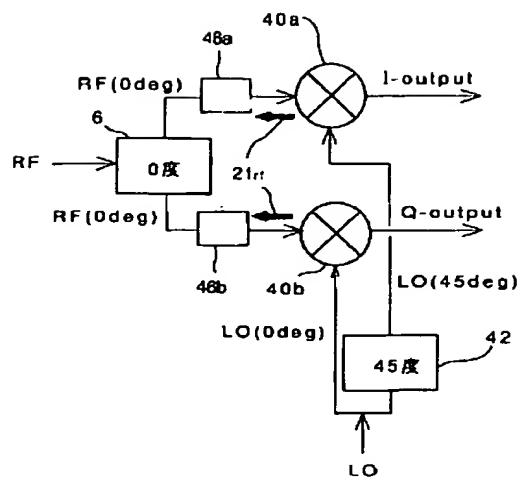


【図21】

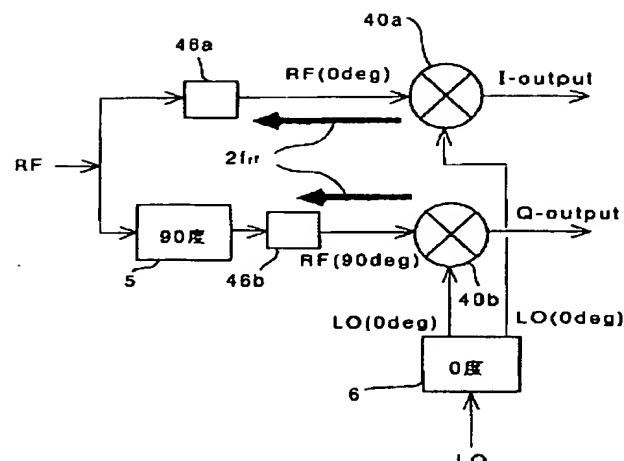


【図26】

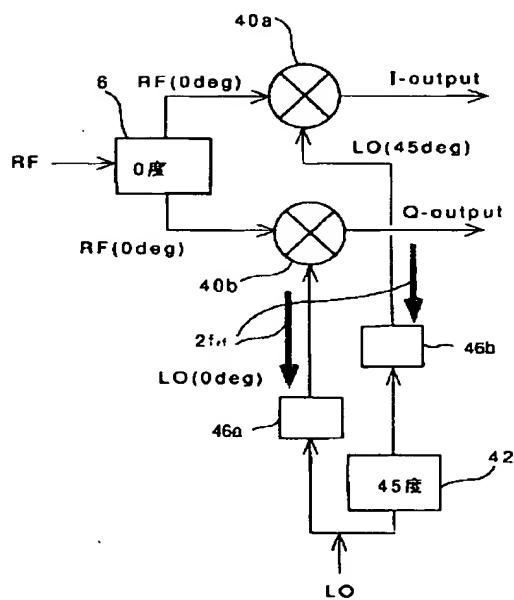
【図22】

46: 2f_{rf} 阻止用 フィルタ

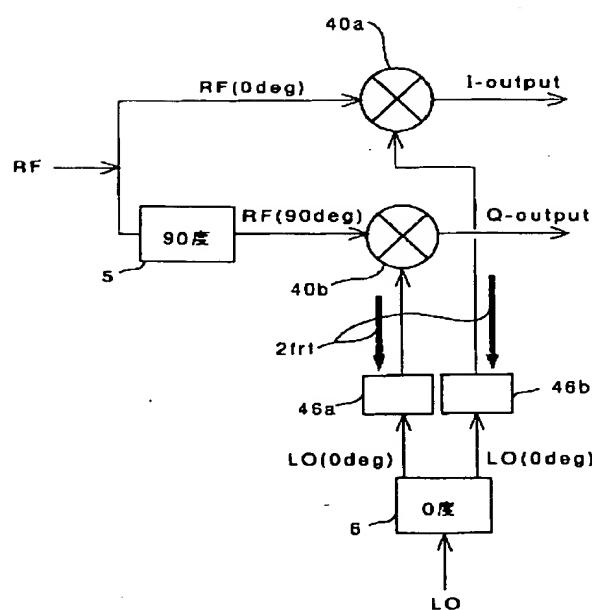
【図23】



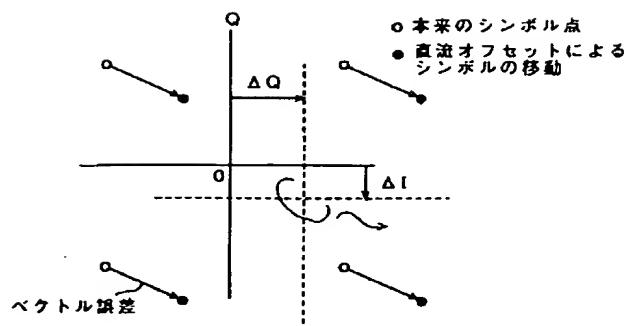
【図24】



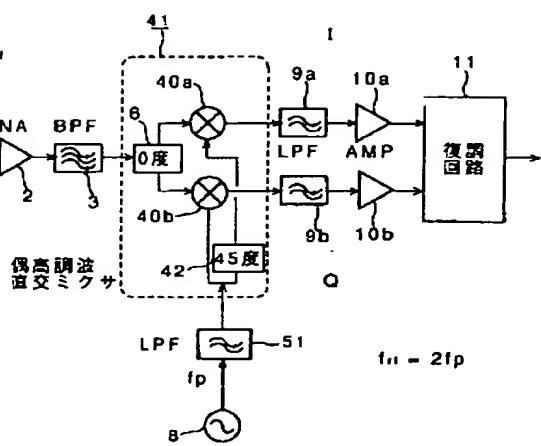
【図25】



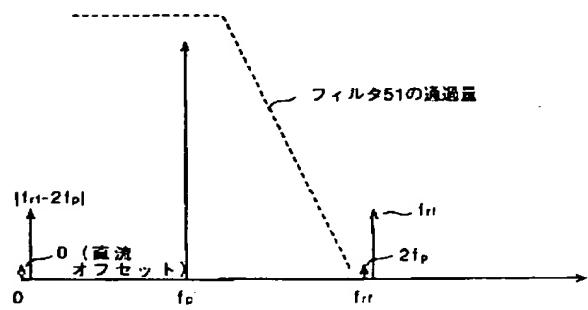
【図27】



【図28】

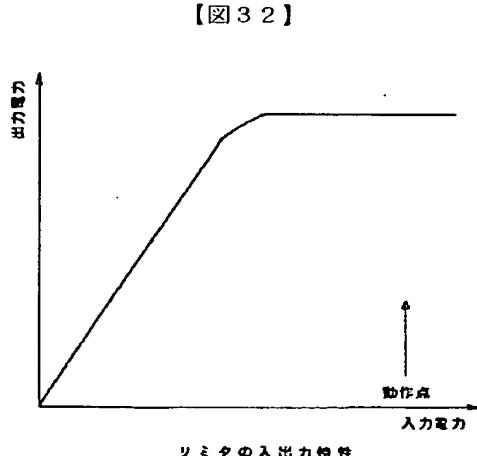
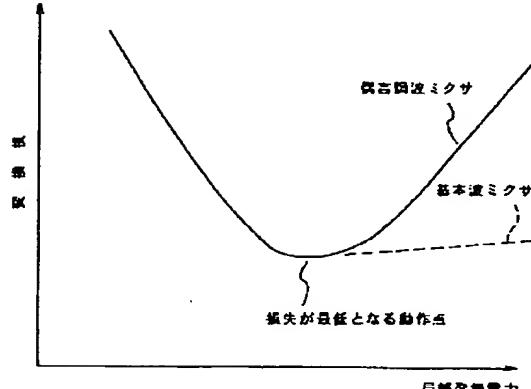


【図29】

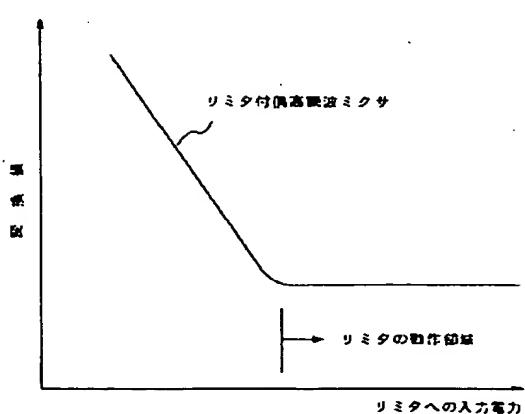


51：局部発振器用フィルタ

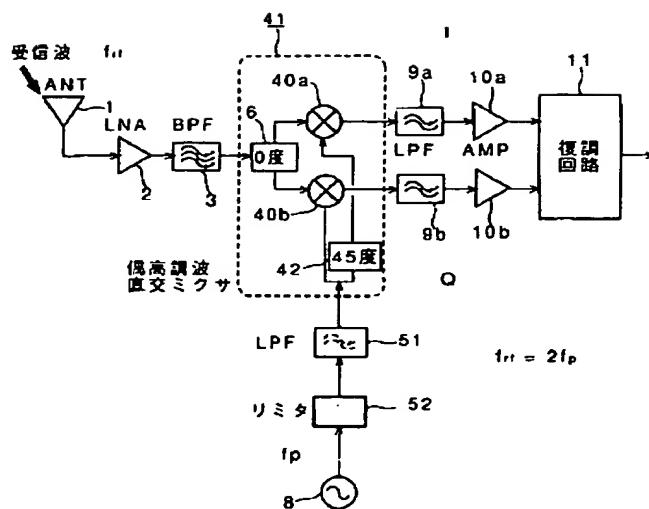
【図30】



【図33】

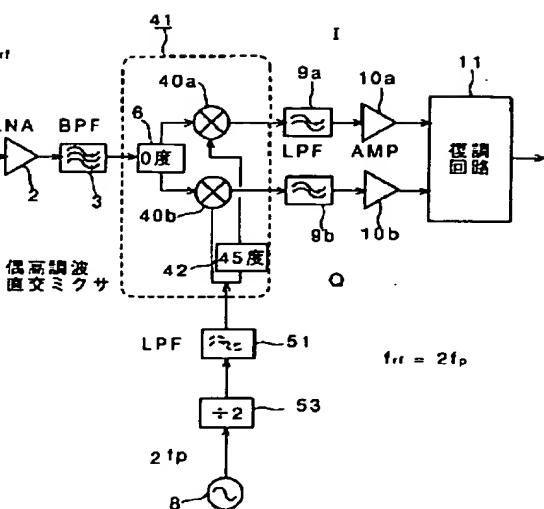


[图31]



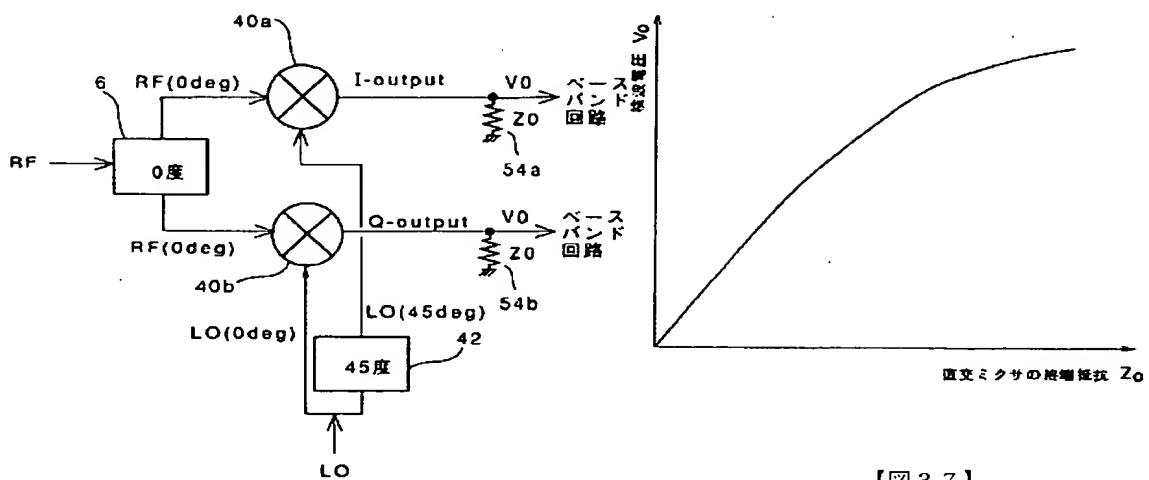
52：リミタ

(图34)



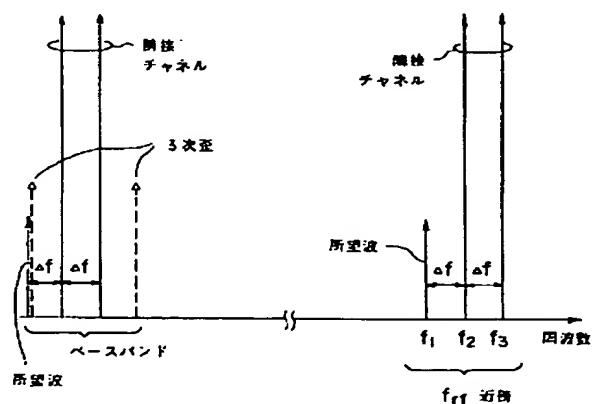
53：分周器

[図35]

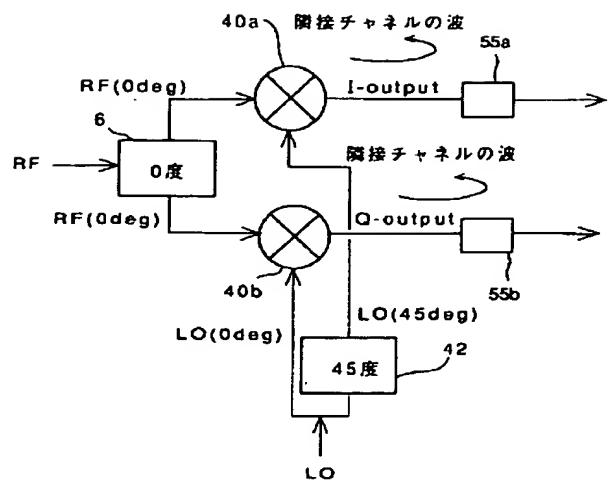


54 : 極端抵抗

【図37】

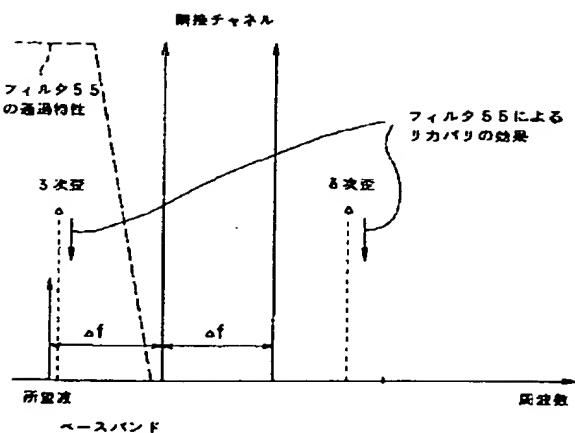


【図38】

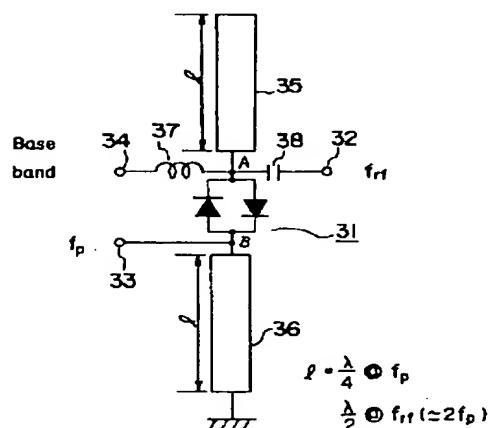


55: リカバリ用フィルタ

【図39】



【図40】



32: RF 端子

33: LO 端子

34: ベースバンド端子

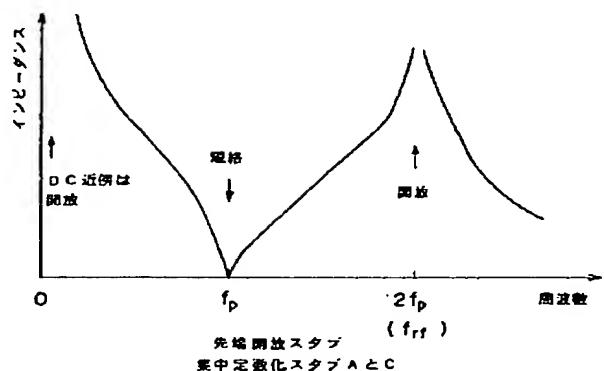
35: 先端開放スタブ

36: 先端短絡スタブ

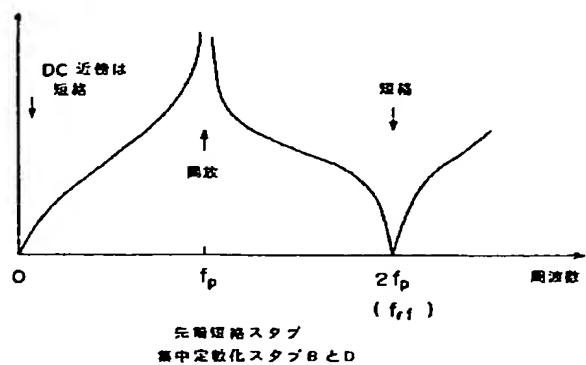
37: RF チューブ

38: DC カット

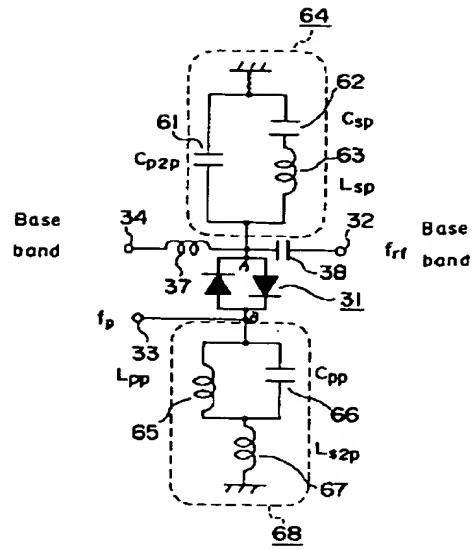
【図41】



【図42】

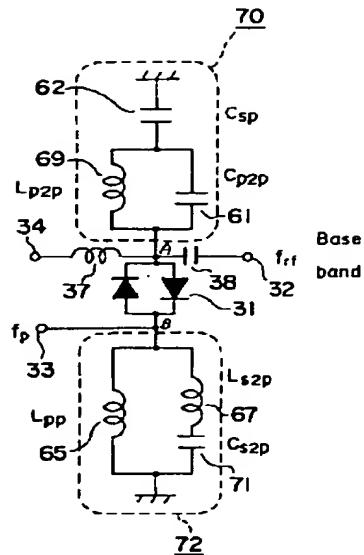


【図43】



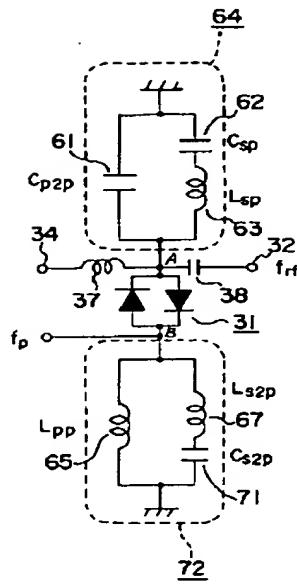
61: キャパシタ C_{p2p}
62: キャパシタ C_{sp}
63: インダクタ L_{sp}
64: 集中定数化スタブA
65: インダクタ L_{pp}
66: キャパシタ C_{pp}
67: インダクタ L_{s2p}
68: 集中定数化スタブB

【図44】

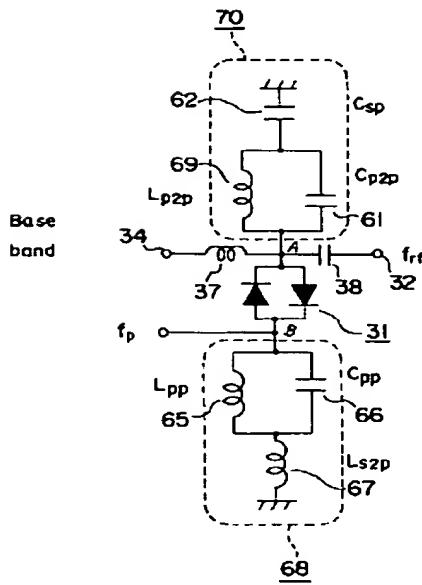


69: インダクタ L_{p2p}
70: 集中定数化スタブC
71: キャパシタ C_{s2p}
72: 集中定数化スタブD

【図45】

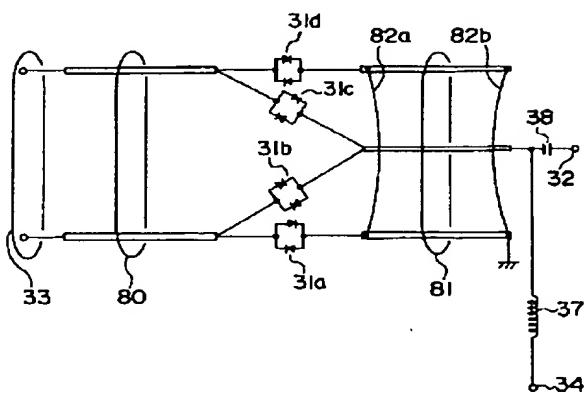


【図46】

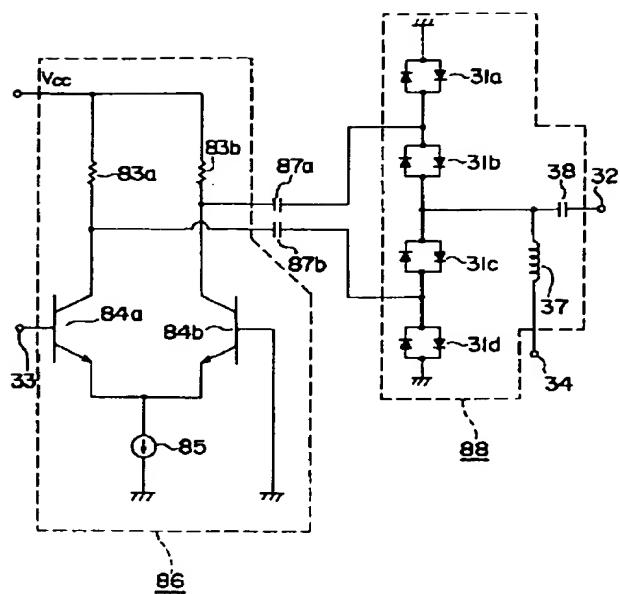


80: スロット線路
81: コプレナ線路
82: 平衡モード専用ワイヤ

【図47】

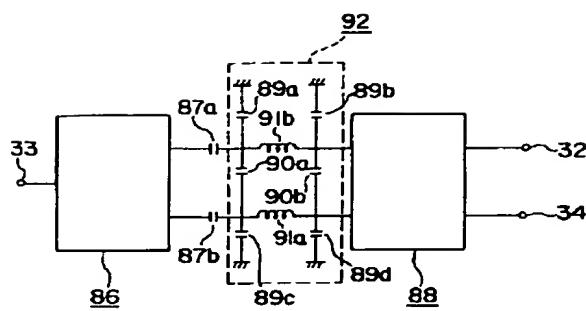


【図48】



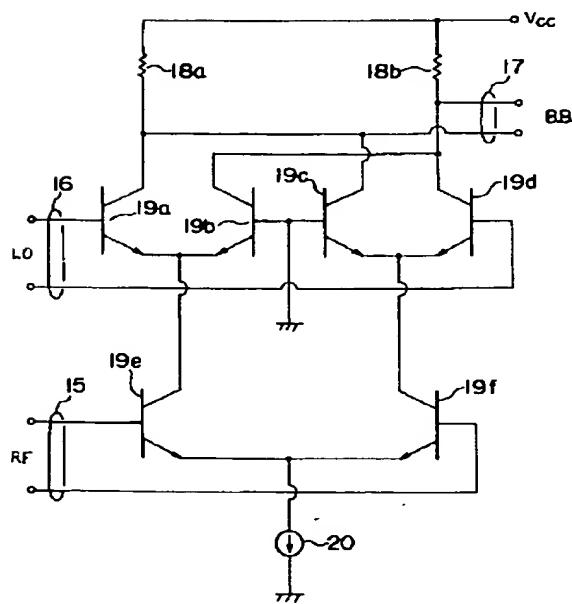
83: 電抗
 84: パワートランジスタ
 85: 電源
 86: 運動量検出器
 87: DC カット用キャバシタ
 88: 互合部

【図49】



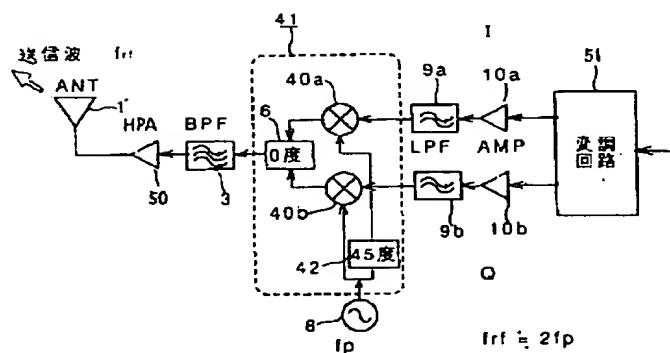
89: 同相モード用キャバシタ
 90: 逆相モード用キャバシタ
 91: インダクタ
 92: フィルタ

【図50】

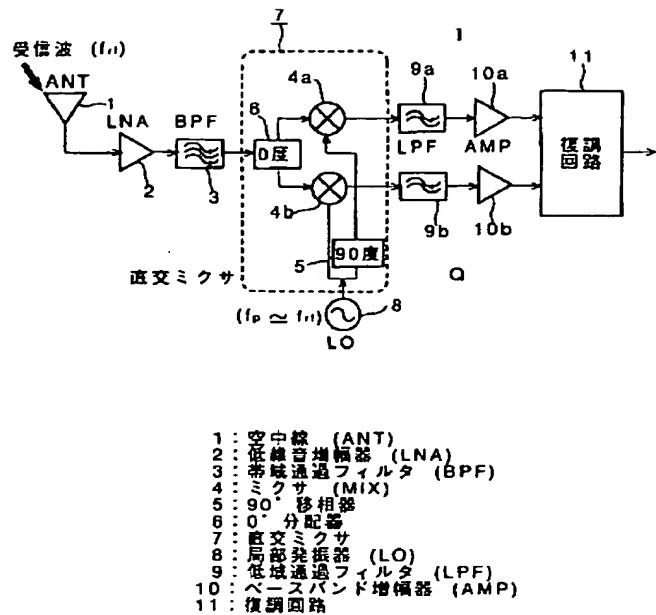


50: 高出力増幅器 (HPA)

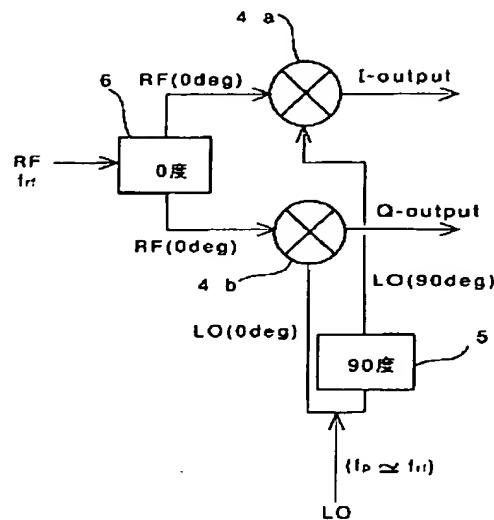
【図51】



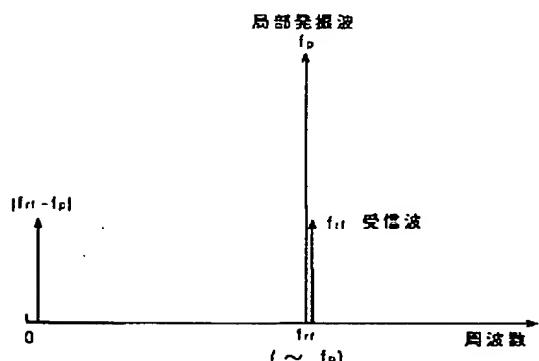
【図52】



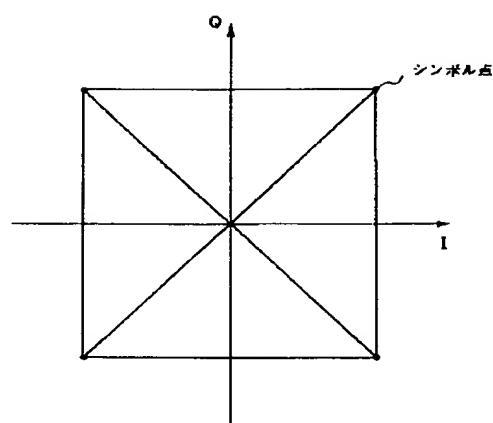
【図53】



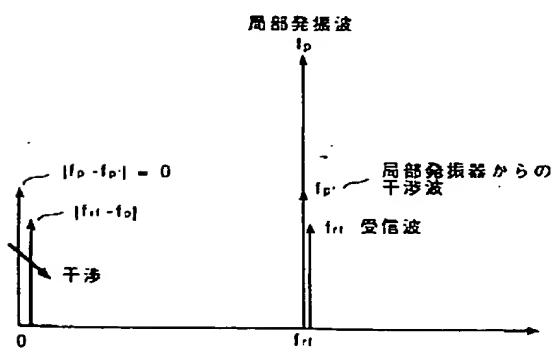
【図54】



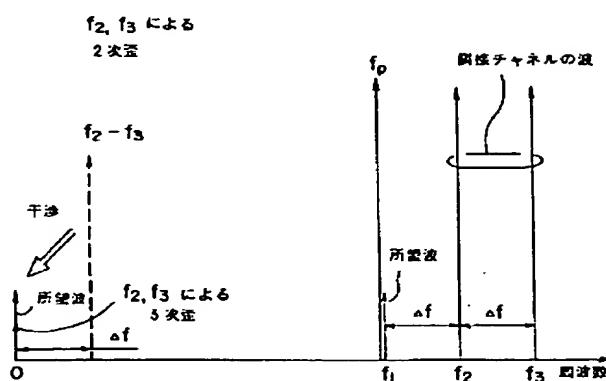
【図55】



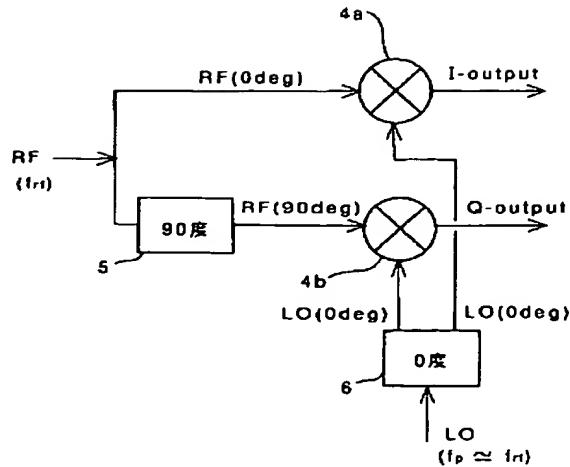
【図60】



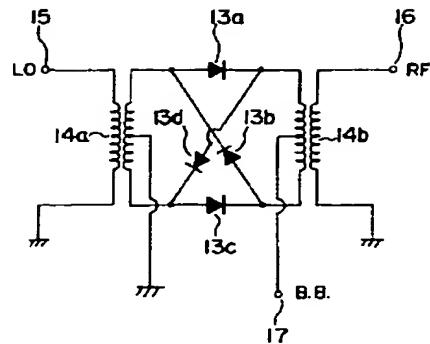
【図63】



【図 56】



【図 57】



13 : ミクサダイオード

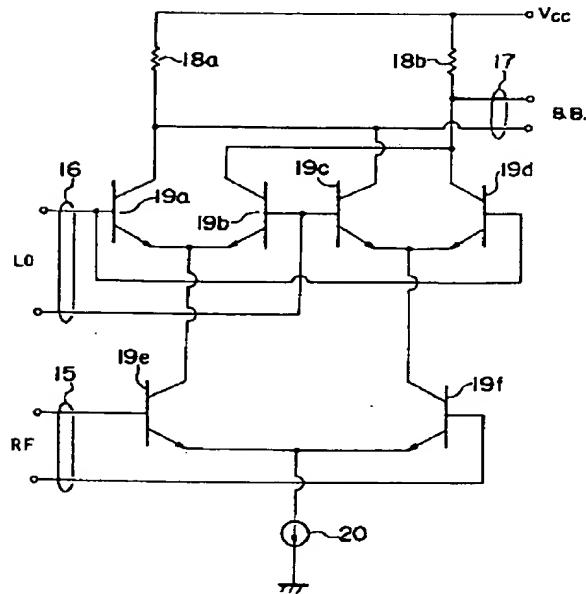
14 : パラン

15 : LO 入力端子

16 : RF 入力端子

17 : ベースバンド出力端子

【図 58】

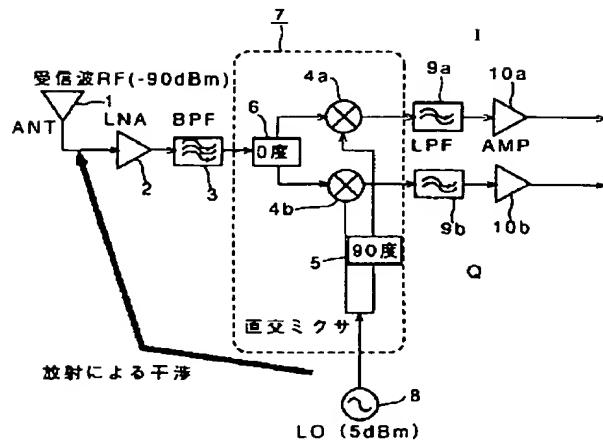


18: 抵抗

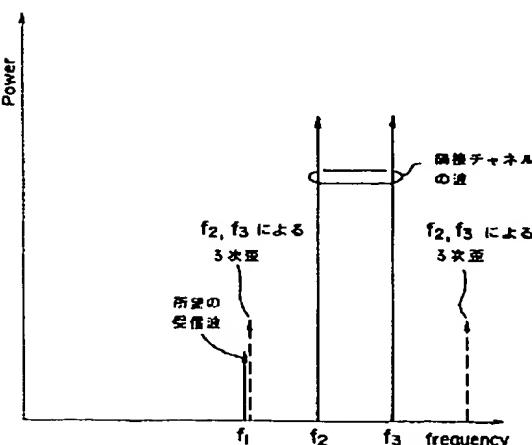
19: バイアス

20: 偏置源

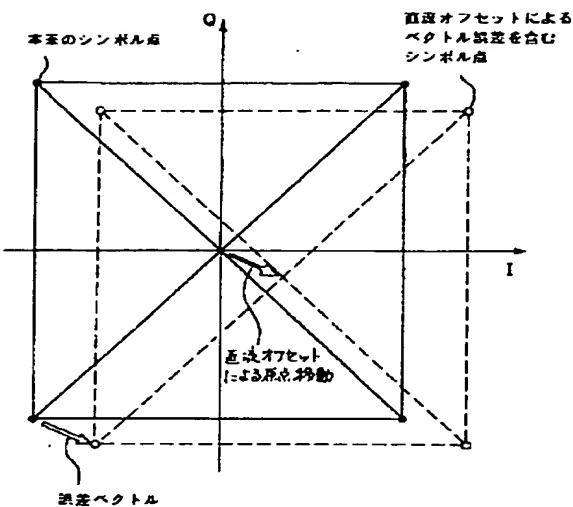
【図 59】



【図 62】



【図61】



フロントページの続き

(51) Int. Cl. ⁶

識別記号

府内整理番号

F I

技術表示箇所

H 04 B 1/06

H 04 B 1/06

H 04 L 27/38

H 04 L 27/00

G

(72) 発明者 末松 憲治

鎌倉市大船五丁目1番1号 三菱電機株式
会社電子システム研究所内

(72) 発明者 飯田 明夫

鎌倉市大船五丁目1番1号 三菱電機株式
会社電子システム研究所内